Р. М. ТЕРЕЩУК
К. М. ТЕРЕЩУК
С. А. СЕДОВ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

СПРАВОЧНИК РАДИОЛЮБИТЕЛЯ

Р. М. ТЕРЕЩУК
К. М. ТЕРЕЩУК
С. А. СЕДОВ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

СПРАВОЧНИК РАДИОЛЮБИТЕЛЯ

Издание четвертое
стереотипное

КИЕВ
НАУКОВА ДУМКА
1989

32.846.2я2
Т35

УДК621.375(075.8)621.396.62

Терещук Р. М. и др.

Т35 Полупроводниковые приемно-усилительные устройства: Справ. радиолюбителя/Р. М. Терещук, К. М. Терещук, С. А. Седов.—4-е изд., стер.— Киев : Наук. думка, 1989.— 800 с.: ил.— Библиогр.: с. 795 — 800.— (В пер.) : 4 р. 60 к., 400 000 экз. (3-й завод 150 001—250 000 экз.).

ISBN 5-12-000305-2 (3-й завод).

В справочнике приведены основные сведения об усилителях звуковой частоты, бытовых радиоприемниках и источниках питания на транзисторах и интегральных микросхемах. Даны характеристики электро- и радиоматериалов, радиодеталей и узлов радиоаппаратуры, полупроводниковых приборов и микросхем, электроакустических устройств и систем, а также принципы построения стерео- и квадрафонических систем звуковоспроизведения и практические схемы усилителей и радиоприемников.

Для широкого круга радиолюбителей, а также инженеров и техников, работающих в области бытовой приемно-усилительной техники.

Т $\frac{2402020000-175}{М221(04)-89}$ 560-89 32.846.2я2

Ответственный редактор докт. техн. наук А. Е. СТЕПАНОВ

Рецензенты: канд. техн. наук С. Г. БУНИН, докт. техн. наук В. М. ЕГИПКО, канд. техн. наук В. С. СКРЯБИНСКИЙ

Редакция справочной литературы

Заведующий редакцией канд. филол. наук *В. В. Панюков*

Справочное издание

Ромуальд Михайлович Терещук,
Константин Михайлович Терещук,
Сергей Алексеевич Седов

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Справочник радиолюбителя

Печатается по решению редакционной коллегии справочной литературы АН УССР

Редактор *Г. М. Ледяева*
Оформление художника *В. Г. Самсонова*
Художественный редактор *А. В. Косяк*
Технический редактор *Т. С. Березяк*
Корректоры *И. В. Точаненко, С. Д. Семенова, Л. М. Тищенко*

ИБ № 8705

Печатается с матриц 1987 г. Подп. в печ. 22.09.87. БФ 24326. Формат 84×108¹/₃₂. Бум. тип. № 2. Лит. гарн. Выс. печ. Усл. печ. л. 42,0. Усл. кр.-отт. 42,2. Уч.-изд. л. 60,6. Тираж 400 000 экз. (3-й завод 150 001—250 000 экз.). Заказ 9-38. Цена 4 р. 60 к.

Издательство «Наукова думка». 252601 Киев 4, ул. Репина, 3.

Книжная фабрика им. М. В. Фрунзе, 310057, Харьков-57, ул. Донец-Захаржевского, 6/8.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Глава VI

Глава VII

Глава VIII

Глава IX

Глава X

Глава XI

ПРЕДИСЛОВИЕ

Третье издание справочника продиктовано тем, что авторами и издательством получено множество писем с разных концов нашей страны от радиолюбителей самого различного уровня подготовки (от школьников до инженеров) с просьбой переиздать справочник радиолюбителя, выпущенный в 1981 г.

Цель справочника — дать радиолюбителям сведения, которые необходимы при разработке и изготовлении приемно-усилительной аппаратуры. Наряду с описанием принципов построения усилителей, радиоприемников и источников питания приведены сведения о материалах, элементах и узлах, необходимых для изготовления аппаратуры, а также об акустических устройствах и системах, используемых совместно с приемно-усилительными устройствами.

В справочнике кратко изложена методика расчетов отдельных узлов и каскадов радиосхем. Расчетные формулы представлены в виде, удобном для практического пользования. Описаны радиолюбительские конструкции акустических систем и схемы усилителей и радиоприемников, приведены параметры этих устройств и отдельных узлов и деталей, входящих в эти устройства, и рекомендации по их наладке.

Принципы построения отдельных узлов и каскадов в основном проиллюстрированы практическими схемами, на которых указаны типы транзисторов и параметры элементов. Обозначения радиодеталей на схемах и в тексте соответствуют ГОСТам, аббревиатуры общеприняты в данной отрасли. Однако тот или иной узел и каскад могут быть выполнены также на других транзисторах и при других напряжениях источника питания и значениях параметров элементов.

Третье издание справочника существенно отличается от предыдущих. Оно дополнено сведениями о новых материалах, радиодеталях, узлах радиоэлектронной аппаратуры, полупроводниковых приборах и интегральных микросхемах, электроакустических устройствах. Описанные схемы функциональных узлов усилителей, радиоприемников и источников питания, а также практические схемы усилителей и радиоприемников более совершенны. Термины и определения даны в соответствии с действующими стандартами.

В справочнике приведен список литературы, которая дает возможность более подробно ознакомиться с тем или иным конкретным вопросом (в тексте ссылки на литературу заключены в квадратные скобки).

Главы I—III, VI—VIII написаны Р. М. Терещуком, главы IV, V — К. М. Терещуком, главы IX—XII — С. А. Седовым.

Авторы благодарны ответственному редактору доктору технических наук, профессору А. Е. Степанову, рецензентам доктору технических наук В. М. Египко и кандидатам технических наук С. Г. Бунину и В. С. Скрябинскому, рекомендации которых способствовали улучшению справочника.

Консультации по вопросам радиоэлектроники можно получить в любом городском радиоклубе ДОСААФ и Центральном радиоклубе СССР (103012, Москва, К-12, ул. Куйбышева, 4/2, ком. 12, Радиотехническая консультация). Радиодетали, высылаемые наложенным платежом, можно заказать на Московской межреспубликанской торговой базе Центросоюза (121471, Москва, ул. Рябиновая, 45) и Центральной торговой базе Посылторга (111126, Москва, Е-126, ул. Авиамоторная, 50). Перечень высылаемых радиодеталей имеется в каждом почтовом отделении.

Авторы

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АД — амплитудный детектор
АМ — амплитудная модуляция
АО — амплитудный ограничитель
АПЧ — автоматическая подстройка частоты
АРУ — автоматическая регулировка усиления
АС — акустическая система
АХ — амплитудная характеристика
АЧХ — амплитудно-частотная характеристика
ARCФ — активный RC-фильтр
БТ — биполярный транзистор
БУКВ — блок УКВ
ВАХ — вольт-амперная характеристика
ВЧ — высокая частота, высокочастотный
ВЦ — входная цепь
ГОСТ — государственный стандарт
ГС — генератор сигналов
ДВ — длинные волны, длинноволновый
ДД — дробный детектор
Дм — демодулятор
ДПФ — двухконтурный полосовой фильтр
ДСП — дерево-стружечные плиты
ДУ — дифференциальный усилитель
ЗАС — закрытая акустическая система
ЗЧ — звуковая частота
ИМС — интегральная микросхема
КВ — короткие волны, коротковолновый
КИЗ — кажущийся источник звука
КПД — коэффициент полезного действия
КПЕ — конденсатор переменной емкости
ЛАС — лабиринтная акустическая система
ЛПМ — лентопротяжный механизм
МА — магнитная антенна
МЭК — Международная электротехническая комиссия
НИ — нелинейные искажения
НЧ — низкая частота, низкочастотный
ОБ — общая база
ОИ — общий исток
ОК — общий коллектор
ООС — отрицательная обратная связь
ОУ — операционный усилитель
ОЭ — общий эмиттер
ПАС — панель акустического сопротивления
ПИ — пассивный излучатель
ПКФ — пьезокерамический фильтр
ПОС — положительная обратная связь
ППС — полупроводниковый параметрический стабилизатор
ПрУ — предварительный усилитель
ПрЧ — преобразователь частоты
ПТ — полевой транзистор
ПФ — полосовой фильтр
ПУ — полный усилитель
ПЧ — промежуточная частота
РАС — рупорная акустическая система
РВ — радиовещание, радиовещательный
РФ — режекторный фильтр
РЧ — радиочастота, радиочастотный
РЭ — регулирующий элемент
РЭА — радиоэлектронная аппаратура
СВ — средние волны, средневолновый
СВЧ — сверхвысокая частота, сверхвысокочастотный
СД — синхронный детектор
СЗД — стандартное звуковое давление
СЧ — средние частоты, среднечастотный
ТЗ — техническое задание
ТКЕ — температурный коэффициент емкости

ТКИ — температурный коэффициент индуктивности

ТКМП — температурный коэффициент магнитной проницаемости

ТКС — температурный коэффициент электрического сопротивления

ТУ — технические условия

УВ — усилитель воспроизведения

УЗ — усилитель записи

УЗЧ — усилитель звуковых частот

УКВ — ультракороткие волны, ультракоротковолновый

УКУ — усилительно-коммутационное устройство

УМ — усилитель мощности

УМЗЧ — усилитель мощности звуковых частот

УПТ — усилитель постоянного тока

УПЧ — усилитель промежуточной частоты

УРЧ — усилитель радиочастоты

ФА — ферритовая антенна

ФАПЧ — фазовая автоматическая подстройка частоты

ФВЧ — фильтр верхних частот

ФД — фазовый детектор

ФИ — фазоинвертор, фазоинверсный

ФНЧ — фильтр нижних частот

ФПЧ — фильтр промежуточной частоты

ФСС (ФСИ) — фильтр сосредоточенной селективности (избирательности)

ФЧХ — фазово-частотная характеристика

ЦМУ — цветомузыкальная установка

ЧД — частотный детектор

ЧМ — частотная модуляция

ЭВМ — электронно-вычислительная машина

ЭДС — электродвижущая сила

ЭМОС — электромеханическая обратная связь

ЭМФ — электромеханический фильтр

ЭПУ — электропроигрывающее устройство

ГЛАВА I

ЭЛЕКТРО- И РАДИОМАТЕРИАЛЫ

1. Проводники

Проводник — вещество, основным электрическим свойством которого является электропроводность, т. е. свойство проводить под действием неизменного во времени электрического поля неизменный во времени электрический ток (ГОСТ 19880—74). Основные электрические параметры проводников — удельное электрическое сопротивление и температурный коэффициент удельного электрического сопротивления.

Удельное электрическое сопротивление — величина, равная отношению модуля напряженности электрического поля к модулю плотности тока (ГОСТ 19880—74). Его можно определить, измерив сопротивление провода длиной 1 м с постоянным по длине поперечным сечением 1 мм².

Температурный коэффициент удельного электрического сопротивления — отношение производной удельного электрического сопротивления проводника по температуре к этому сопротивлению (ГОСТ 22265—76). ТКС зависит от температуры. Практически определяют ТКС как относительное изменение сопротивления при изменении температуры на 1 °С.

Таблица 1.1. **Основные параметры проводников низкого сопротивления**

Материал	Удельное сопротивление при 20 °С, Ом · мм²/м	ТКС, %/°С	Температура плавления, °С	Плотность, г/см³
Алюминий	0,028	0,49	660	2,7
Бронза фосфористая	0,115	0,4	900	8,8
Золото	0,024	0,37	1060	19,3
Латунь	0,03...0,06	0,2	900	8,5
Медь электротехническая	0,0175	0,4	1080	8,9
Никель	0,07	0,6	1450	8,8
Олово	0,115	0,42	230	7,3
Платина	0,1	0,3	1770	21,4
Свинец	0,21	0,4	330	11,4
Серебро	0,016	0,38	960	10,5
Сталь	0,098	0,62	1520	7,8
Уголь	0,33...1,85	0,06	—	—
Хром	0,027	—	—	6,6
Цинк	0,059	0,35	420	7,0

Таблица I.2. Основные параметры проводников высокого сопротивления

Материал	Удельное сопротивление при 20 °С, Ом · мм²/м	ТКС (в диапазоне 0...100 °С), %/°С	Максимальная рабочая температура, °С	Температура плавления, °С	Плотность, г/см³
Константан	0,44...0,52	0,0005	500	1270	8,9
Манганин	0,4...0,5	0,005	100	1200	8,4
Нейзильбер	0,28...0,35	0,03	150	1000	8,4
Никелин	0,39...0,45	0,002	150	—	—
Нихром	1,0...1,1	0,015	900	1400	8,2
Реотан	0,45...0,52	0,04	150	—	—
Фехраль	1,1...1,3	0,01	900	1460	7,2

Сопротивление провода определяется по формуле

$$R = \rho l/S, \text{ или } R = 1{,}27\,\rho l/d^2,$$

где R — сопротивление, Ом; ρ — удельное сопротивление, Ом · мм²/м; l — длина провода, м; S — поперечное сечение провода, мм²; d — диаметр провода, мм. Сопротивление провода зависит от температуры:

$$R_T = R_{20}\,[1 + \alpha\,(T - 20)/100],$$

где R_T — сопротивление при заданной температуре; R_{20} — сопротивление при 20 °С; α — ТКС, %/°С; T — заданная температура, °С.

Основные параметры некоторых проводников низкого сопротивления приведены в табл. I.1, а высокого сопротивления — в табл. I.2.

Для изготовления образцовых резисторов, магазинов сопротивлений, шунтов к измерительным приборам и добавочных сопротивлений к вольтметрам используют манганин, обладающий малым ТКС, большим удельным сопротивлением и малой термоЭДС в контакте с медью. Для изготовления реостатов и балластных резисторов используют проволоку из никелина, нейзильбера, реотана и константана, а в нагревательных приборах — из нихрома, фехраля и хромаля.

2. Медные обмоточные провода

Медные обмоточные провода предназначены для изготовления обмоток трансформаторов, дросселей, электромагнитных реле, катушек колебательных контуров и т. п. Эти провода могут иметь покрытие (изоляцию) из эмали, волокнистых материалов или комбинированное покрытие из эмали и волокнистых материалов. Эмаль обладает лучшими электроизоляционными свойствами, чем волокнистые материалы, поэтому эмалированные провода имеют меньшие диаметры, чем провода с изоляцией из волокнистых материалов.

Электроизоляционные свойства капронового волокна и натурального шелка несколько выше, чем хлопчатобумажного волокна. Капроновое волокно превосходит натуральный шелк по стойкости к истиранию и воздействию таких растворителей, как бензин, бензол, минеральные масла и т. п.

Основные параметры наиболее часто применяемых медных обмоточных проводов приведены в табл. I.3 и I.4. При выборе марки провода учитывают рабочую температуру, электрическую прочность изоляции и надежность провода. В аппаратуре на полупроводниковых

Таблица I.3. **Медные обмоточные провода**

Марка	Характеристика изоляции	Диаметр медной жилы, мм	Максимальная рабочая температура, °С
ПЭВ-1	Один слой высокопрочной эмали	0,02...2,44	105
ПЭВ-2	Два слоя » »	0,06...2,44	105
ПЭВД	Высокопрочная эмаль с дополнительным термопластичным слоем лака	0,1...0,5	105
ПЭВЛ	Высокопрочная эмаль и обмотка из лавсановой нити	0,02...1,56	120
ПЭВТЛ-1*	Один слой высокопрочной полиуретановой эмали	0,05...1,56	130
ПЭВТЛ-2*	Два слоя высокопрочной полиуретановой эмали	0,05...1,56	130
ПЭВТЛК*	Высокопрочная эмаль на основе полиуретана и полиамидной смолы	0,06...0,35	130
ПЭЛ	Лак на масляной основе	0,02...2,44	105
ПЭЛЛО	Лак на масляной основе и обмотка из лавсановой нити	0,06...1,56	105
ПЭЛО	Лак на масляной основе и обмотка из полиэфирной нити	0.05...1,56	105
ПЭЛШКО	Лак на масляной основе и обмотка из капронового волокна	0,1...2,1	105
ПЭЛР	Высокопрочная эмаль на основе полиамида и резольной смолы	0,06...2,44	120
ПЭМ-1	Высокопрочная эмаль ВЛ-941	0,05...2,44	105
ПЭМ-2	То же, утолщенный слой	0,05...2,44	105
ПЭС-1	Высокопрочный лак на основе поливинилформаля	0,06...2,44	105
ПЭС-2	То же, утолщенный слой	0,06...2,44	105
ПЭТВ	Высокопрочный нагревостойкий лак на основе полиэфиров	0,06...2,44	130
ПЭПЛОТ*	Полиуретановый лак и обмотка из лавсановой нити	0,08...0,52	120
ПЭТЛО	Высокопрочный нагревостойкий лак на основе полиэфиров и обмотка из лавсановой нити	0,06...1,56	130
ПСД	Два слоя обмотки из стекловолокна с пропиткой нагревостойким лаком	0,5...5,2	155
ПСДК	Два слоя обмотки из стекловолокна с пропиткой кремнийорганическим лаком	0,5...5,2	180
ПЭТ-155	Полиэфиримидный лак	0,06...2,44	155

* Не требуют зачистки перед лужением.

приборах используются в основном провода с эмалевой изоляцией. При повышенных требованиях к надежности аппаратуры рекомендуются провода с двухслойной изоляцией. Провода с комбинированной изоляцией применяют при повышенных механических нагрузках в процессе намотки или эксплуатации аппаратуры. Провода марки ПЭВТЛ отличаются сравнительно высокой стойкостью к нагреванию, большим сопротивлением изоляции и сравнительно малыми диэлектрическими потерями. Эти провода можно залуживать погружением в расплавленное олово или припой, а также паяльником без предварительной зачистки и применения флюсов.

Для изготовления бескаркасных катушек используются провода марки ПЭВД с дополнительным термопластичным покрытием из лаков на поливинилацетатной основе. При нагреве до температуры 160... ...170 °С в течение 3...4 ч витки склеиваются.

Таблица I.4. Основные параметры медных обмоточных проводов

Номинальный диаметр медной жилы, мм	Сечение медной жилы, мм²	Сопротивление 1 м провода при 20 °С, Ом	Допустимый ток при плотности 2А/мм², А	ПЭЛ		ПЭВ-1		ПЭВ-2	
				Диаметр, мм, не более	Масса 100 м, г, не более	Диаметр, мм, не более	Масса 100 м, г, не более	Диаметр, мм, не более	Масса 100 м, г, не более
0,02	0,0003	61,5	0,0006	0,035	0,31	0,027	0,3	—	—
0,025	0,0005	37,16	0,001	0,04	0,48	0,034	0,5	—	—
0,03	0,0007	24,7	0,0014	0,045	0,68	0,041	0,7	—	—
0,032	0,0008	28,4	0,0016	0,046	0,69	0,043	0,7	—	—
0,04	0,0013	13,9	0,0026	0,055	1,18	0,055	1,2	—	—
0,05	0,0020	9,29	0,004	0,07	1,82	0,062	1,9	0,08	1,9
0,06	0,0028	6,44	0,0057	0,085	2,64	0,075	2,3	0,09	2,8
0,063	0,0031	5,85	0,0063	0,085	2,9	0,078	2,8	0,09	2,9
0,071	0,004	4,71	0,0078	0,095	3,67	0,088	3,8	0,095	3,9
0,08	0,005	3,63	0,0101	0,105	4,64	0,095	4,9	0,105	5,0
0,09	0,0064	2,86	0,0127	0,115	5,84	0,105	6,2	0,12	6,3
0,1	0,0079	2,23	0,0157	0,125	7,27	0,122	7,5	0,13	7,6
0,112	0,0099	1,75	0,021	0,125	9,07	0,134	9,2	0,14	9,3
0,12	0,0113	1,55	0,0226	0,145	10,5	0,144	10,9	0,15	11,0
0,125	0,0122	1,4	0,0248	0,15	11,3	0,149	11,6	0,155	11,8
0,13	0,0133	1,32	0,0266	0,155	12,2	0,155	12,7	0,16	13,1
0,14	0,0154	1,14	0,0308	0,165	14,1	0,165	14,4	0,17	14,5
0,16	0,0177	0,99	0,0354	0,18	16,2	0,176	16,5	0,19	16,6
0,16	0,0201	0,873	0,0402	0,19	18,4	0,187	18,8	0,2	18,9
0,17	0,0227	0,773	0,0454	0,2	20,8	0,197	21,2	0,21	21,3
0,18	0,0255	0,688	0,0610	0,21	23,3	0,210	23,6	0,22	23,7
0,19	0,0284	0,618	0,0568	0,21	25,9	0,220	26,3	0,23	26,4
0,2	0,0314	0,558	0,0628	0,23	28,7	0,23	29,0	0,24	29,2
0,21	0,0346	0,507	0,0692	0,24	31,6	0,24	31,9	0,25	32,2
0,224	0,0394	0,445	0,0790	0,26	36,1	0,256	36,4	0,27	36,6
0,236	0,0437	0,402	0,0875	0,27	40,1	0,260	40,4	0,285	40,6
0,25	0,0491	0,357	0,0982	0,276	44,6	0,284	45,2	0,3	45,4
0,285	0,0552	0,318	0,111	0,305	50,2	0,305	50,8	0,315	51,0
0,28	0,0615	0,285	0,124	0,315	56,0	0,315	56,5	0,33	56,8
0,3	0,0708	0,248	0,143	0,34	64,5	0,34	64,9	0,35	65,2
0,315	0,078	0,225	0,158	0,352	71,0	0,35	69,0	0,365	69,3
0,335	0,0885	0,198	0,179	0,375	80,6	0,375	78,0	0,385	78,4
0,355	0,099	0,177	0,2	0,395	90,2	0,395	87,6	0,414	88,4
0,38	0,1134	0,155	0,226	0,42	103	0,42	100,4	0,44	101,3
0,4	0,126	0,140	0,251	0,442	112,5	0,44	114	0,46	115
0,425	0,142	0,124	0,283	0,47	127,2	0,465	129	0,485	130
0,45	0,160	0,110	0,319	0,495	155,0	0,49	144	0,51	145
0,475	0,177	0,099	0,353	0,495	172,0	0,525	162	0,545	164
0,5	0,196	0,09	0,392	0,55	175,5	0,55	178	0,57	179
0,53	0,2206	0,0795	0,441	0,578	200	0,58	200	0,6	201
0,56	0,247	0,071	0,494	0,61	224	0,61	224	0,63	225
0,6	0,283	0,062	0,566	0,65	276	0,65	257	0,67	258
0,63	0,313	0,056	0,626	0,68	306	0,68	283	0,7	285
0,67	0,352	0,05	0,704	0,72	319	0,72	320	0,75	322
0,71	0,398	0,044	0,797	0,77	361	0,76	358	0,79	361
0,75	0,441	0,039	0,884	0,81	395	0,81	400	0,84	403
0,8	0,503	0,035	1,0	0,86	455	0,86	455	0,89	457
0,85	0,567	0,031	1,13	0,91	513	0,91	513	0,94	515
0,9	0,636	0,0275	1,27	0,96	574	0,96	574	0,99	678
0,95	0,712	0,0248	1,42	1,02	641	1,01	641	1,04	643
1,0	0,7854	0,0224	1,57	1,07	710	1,07	712	1,1	714
1,06	0,884	0,0199	1,765	1,14	798	1,13	798	1,16	802
1,12	0,9852	0,0178	1,97	1,2	886	1,19	892	1,22	894
1,18	1,092	0,0161	2,185	1,26	984	1,26	990	1,28	991
1,25	1,227	0,0143	2,45	1,33	1110	1,33	1110	1,35	1110
1,32	1,362	0,0129	2,72	1,4	1232	1,4	1232	1,42	1241
1,4	1,539	0,0113	3,078	1,48	1390	1,48	1390	1,51	1392
1,5	1,767	0,0098	3,534	1,58	1590	1,58	1590	1,61	1594
1,6	2,01	0,0086	4,03	1,68	1810	1,68	1810	1,71	1810

Высокочастотные обмоточные провода (литцендраты) предназначены для изготовления высокочастотных катушек индуктивности с высокой добротностью. Эти провода представляют собой пучок эмалированных проволок диаметром 0,05...0,2 мм, перевитых особым способом. Весь пучок может быть покрыт волокнистой изоляцией. Благодаря определенному расположению проволок в пучке ослабляется поверхностный эффект (вытеснение тока высокой частоты к поверхности провода под воздействием магнитного поля, возникающего при протекании тока) и, следовательно, уменьшается сопротивление провода токам высокой частоты.

Выпускаются высокочастотные обмоточные провода следующих марок: ЛЭЛ и ЛЭП — без дополнительной изоляции пучка; ЛЭЛО — с обмоткой из шелка с лавсаном в один слой; ЛЭПКО — с обмоткой из капронового волокна в один слой; ЛЭШО — с обмоткой из натурального шелка в один слой; ЛЭЛД — с обмоткой из шелка с лавсаном в два слоя; ЛЭШД — с обмоткой из натурального шелка в два слоя. Провода марок ЛЭП и ЛЭПКО перед лужением не требуют зачистки и применения каких-либо травильных составов.

Основные параметры некоторых высокочастотных обмоточных проводов приведены в табл. I.5.

Таблица I.5. **Основные параметры высокочастотных обмоточных проводов (ГОСТ 16186—74)**

Диаметр проволоки, мм	Число проволок в пучке	Диаметр провода, мм					Расчетное сечение медной жилы, мм²	Сопротивление 1 км провода при 20 °С, Ом, не более
		ЛЭЛ	ЛЭЛО, ЛЭШО	ЛЭЛД, ЛЭШД	ЛЭП	ЛЭПКО		
0,05	10	0,25	0,32	0,38	—	—	0,0196	1012
	16	0,31	0,38	0,44	—	—	0,0314	634
	20	0,34	0,41	0,47	—	—	0,0392	507
	50	—	—	0,71	—	—	0,098	209
0,06	3	—	—	—	0,2	—	0,0085	2300
	5	—	—	—	0,25	—	0,0142	1380
0,07	7	—	0,34	—	—	—	0,0269	760
	8	0,29	0,36	0,42	0,35	0,4	0,0308	624
	10	0,33	0,4	0,46	0,39	0,44	0,0385	499
	12	—	0,42	0,48	0,42	0,47	0,0462	416
	16	—	0,47	0,54	0,47	0,52	0,0616	312
	20	—	0,52	0,59	0,53	0,57	0,077	249
	27	—	0,58	0,65	—	—	0,104	190
	32	—	0,63	0,7	—	—	0,123	161
	50	—	0,82	0,89	—	—	0,193	85,6
0,1	9	0,44	0,51	0,58	0,48	0,53	0,0707	276
	12	0,5	0,57	0,64	0,54	0,59	0,0942	207
	14	0,54	0,61	0,68	0,58	0,63	0,11	177
	16	0,57	0,64	0,71	0,61	0,66	0,126	155
	19	0,6	0,67	0,74	—	—	0,149	131
	21	0,64	0,71	0,78	0,69	0,73	0,165	118
	24	0,68	0,75	0,82	0,74	0,78	0,188	103
	28	0,74	0,81	0,88	0,8	0,84	0,22	91,3

3. Обмоточные провода высокого сопротивления

Обмоточные провода высокого сопротивления используются для изготовления проволочных резисторов и шунтов. Термостойкость этих проводов так же, как и медных, определяется материалом изоляции.

Таблица I.6. Обмоточные провода высокого сопротивления

Марка*	Характеристика изоляции	Диаметр жилы, мм
Константановые		
ПЭВКМ-1	Один слой высокопрочной эмали	0,1...0,8
ПЭВКМ-2	Два слоя » »	
ПЭВКТ-1	Один слой » »	0,03...0,8
ПЭВКТ-2	Два слоя » »	
ПЭКМ	Лакостойкая эмаль	0,03...1,0
ПЭКТ	» »	
ПЭШОКМ	Эмаль и один слой обмотки из шелка	0,05...1,0
ПЭШОКТ	» » » » »	
Манганиновые		
ПЭВММ-1	Один слой высокопрочной эмали	0,05...0,8
ПЭВММ-2	Два слоя » »	
ПЭММ	Лакостойкая эмаль	0,05...1,0
ПЭМТ	» »	0,03...1,0
ПЭМС	Высокопрочная эмаль	0,05...0,8
ПЭШОММ	Эмаль и один слой обмотки из шелка	0,05...1,0
ПЭШОМТ	» » » » »	
Нихромовые		
ПЭВНХ-1	Один слой высокопрочной эмали	0,02...0,4
ПЭВНХ-2	Два слоя » »	
ПЭНХ	Лакостойкая эмаль	0,03...0,4

* Последняя буква марки провода означает: М — мягкий, Т — твердый, С — стабилизированный.

Основные характеристики обмоточных проводов высокого сопротивления приведены в табл. I.6 и I.7.

Таблица I.7. **Микропровода марки ПССМ из манганина**

Сопротивление 1 м провода, Ом	Диаметр, мкм
15000±2500	14
11000±1500	16
8000±1500	17
5500±1000	18
4000±500	20

Манганиновые провода выпускаются двух классов. ТКС проводов класса А составляет от $+3 \cdot 10^{-5}$ до $-4 \cdot 10^{-5}$, класса Б — от $+6 \cdot 10^{-5}$ до $-6 \cdot 10^{-5}$. Для малогабаритных высокоомных резисторов повышенной стабильности выпускаются провода диаметром 6...10 мкм в сплошной стеклянной изоляции, обладающей хорошими электроизоляционными свойствами. Эти провода сортируют по их сопротивлению на единицу длины (табл. I.7).

4. Монтажные провода

Монтажные провода выпускаются в изоляции из полихлорвинила, полиэтилена, фторопласта, а также с дополнительной волокнистой изоляцией (первый слой). Провода с волокнистой изоляцией применяют в аппаратуре, работающей в нормальных условиях (при невысокой влажности и температуре), когда исключена возможность конденсации воды в аппаратуре и отсутствуют резкие климатические изменения. Наиболее термостойки провода с изоляцией из фторопласта (до 250 °C).

Таблица I.8. Основные параметры монтажных проводов

Марка	Конструкция	Номинальное сечение жилы, мм²	Максимальное рабочее напряжение, В	Диапазон рабочих температур, °С	
				от	до
МГТФ	Многопроволочный, изолированный обмоткой из фторопластовой пленки	0,07; 0,1; 0,14; 0,2; 0,35	350	−60	+220
МГТФЭ	То же, экранированный				
МГТФЛ	Многопроволочный, изолированный фторопластовой пленкой и оплеткой из шелка лавсан, пропитанной кремнийорганическим лаком	0,07; 0,1; 0,14 0,12; 0,2; 0,35; 0,5; 0,75; 1,0; 1,5	350	−60 −60	+220 +120
МГТФЛЭ	То же, экранированный	Те же		−60	+120
МШВ	Однопроволочный, изолированный обмоткой из триацетатного шелка и полихлорвинилом	0,08...1,5	380; 1000	−50	+70
МГШВ	Многопроволочный, изолированный обмоткой из триацетатного шелка и полихлорвинилом	0,12...1,5	380; 1000	−50	+70
МГШВЭ	То же, экранированный	0,12...0,75	380	−50	+70
МГШВЭВ	То же, в защитной оболочке из полихлорвинила	0,12; 0,2; 0,35	380	−50	+70
МГШДЛ	Многопроволочный, изолированный двойной оплеткой из искусственного шелка, лакированный	0,05; 0,1; 0,2; 0,35; 0,5	250	−60	+100
МГШДО	Многопроволочный, изолированный двойной обмоткой и оплеткой из искусственного шелка	0,05; 0,07; 0,1; 0,2; 0,35; 0,5; 0,75; 1,0; 1,5	100	−60	+90
МГШП	Многопроволочный, изолированный двойной обмоткой из шелка лавсан и полиэтиленом	0,12; 0,2; 0,35; 0,5; 0,75; 1,0; 1,5	800 2000	−60	+70
МГШПЭ	То же, экранированный	Те же			
МЛП	Многопроволочный, изолированный лавсаном и полиэтиленом	0,2; 0,35; 0,5; 0,75; 1,0		−60	+100
МЛПЭ	То же, экранированный	Те же		−60	+100
МЛТП*	Многопроволочный, изолированный лавсаном и полиэтиленом	0,08...1,5		−60	+150
МПМ	Многопроволочный, изолированный полиэтиленом	0,12...1,5	250	−50	+100
МПО*	Многопроволочный, изолированный полиэтиленом	0,12...6,0		−60	+100
МПО23-11	Многопроволочный, изолированный полиэтилентерефталатом и оплеткой из шелка лавсан, пропитанной кремнийорганическим лаком	0,12; 0,2; 0,35, 0,5; 0,75; 1,0; 1,5	350	−60	+120
МСТП*	Многопроволочный, изолированный стекловолокном и полиэтиленом	0,12...6,0		−60	+150
ПМВО	Однопроволочный, изолированный полихлорвинилом	0,12; 0,2; 0,5; 0,75		−40	+70
ПМОВ	Однопроволочный, изолированный волокнистой изоляцией и полихлорвинилом	0,2; 0,35; 0,5; 0,75	700	−50	+70

* Выпускается также экранированный.

По конструкции токопроводящей жилы различают однопроволочные (негибкие) и многопроволочные (гибкие) монтажные провода. У последних токопроводящая жила свита из тонких медных проволок (голых или луженых).

Основные параметры монтажных проводов приведены в табл. I.8.

5. Припои и флюсы

Припой — это сплав металлов, предназначенный для соединения деталей и узлов пайкой. Он должен обладать хорошей текучестью в расплавленном состоянии, хорошо смачивать поверхности соединяемых материалов, а в твердом состоянии иметь требуемую механическую прочность, стойкость к воздействию внешней среды, требуемый коэффициент теплового расширения и др.

Припой выбирают в зависимости от вида соединяемых металлов или сплавов, размера деталей, требуемой механической прочности и устойчивости к коррозии. Для пайки толстых проводов используют припои с температурой плавления более высокой, чем для пайки тонких проводов. В некоторых случаях необходимо учитывать и электропроводность припоя.

Припои разделяют на мягкие с температурой плавления ниже 400 °С и твердые с температурой плавления более 500 °С. Твердые припои отличаются более высокой прочностью при растяжении. К ним относятся главным образом медно-цинковые (ПМЦ) и серебряные (ПСр) припои. Основные характеристики припоев приведены в табл. I.9.

В радиотехнической промышленности и радиолюбительской практике наиболее широко используются оловянно-свинцовые припои. Их разделяют на бессурьмянистые, содержащие не более 0,05 % сурьмы, малосурьмянистые, содержащие 0,05...0,5 % сурьмы, и сурьмянистые, содержащие 0,5...6 % сурьмы (ГОСТ 21930—76). Малосурьмянистые припои рекомендуются для пайки цинковых и оцинкованных деталей, сурьмянистые — в основном для пайки стальных деталей.

Для самостоятельного изготовления припоя тщательно высушенные компоненты состава отвешивают на технических весах, расплавляют смесь в металлическом тигле над газовой горелкой и, перемешав расплав стержнем из мягкой древесины или стали, стальной пластинкой снимают пленку шлака с поверхности расплава. Затем осторожно разливают расплав в формы-желоба из жести, дюралюминия или гипса. Плавку необходимо выполнять в хорошо проветриваемом помещении, надев защитные очки, перчатки и фартук из грубой ткани.

Флюс — это вещество или смесь, предназначенная для растворения и удаления оксидов с поверхности спаиваемых деталей. Он должен надежно защищать поверхности деталей и припой от окисления в процессе пайки. Выбор флюса зависит от соединяемых пайкой металлов или сплавов и применяемого припоя, а также от вида монтажно-сборочных работ. Температура плавления флюса должна быть ниже температуры плавления припоя. Флюсы разделяют на активные (кислотные), бескислотные, активированные и антикоррозионные.

Активные флюсы интенсивно растворяют оксидные пленки на поверхности металла, чем достигается высокая механическая прочность соединения. Такие флюсы используют, когда можно полностью удалить их остатки с поверхности соединяемых деталей и места пайки. При монтаже электро- и радиоаппаратуры активные флюсы применять нельзя.

Таблица 1.9. Основные характеристики и область применения припоев

Марка	Состав, %	Температура плавления, °С	Прочность при растяжении, кгс/мм	Применение
ПОС-90	Олово — 89...91, свинец — остальное	220	4,9	Для пайки пищевой посуды и медицинских инструментов
ПОС-61	Олово — 60...62, свинец — остальное	190	4,3	Для лужения и пайки в аппаратуре, где недопустим перегрев
ПОС-40	Олово — 39...41, свинец — остальное	238	3,8	Для пайки в электроаппаратуре и деталей из оцинкованной стали
ПОС-30	Олово — 29...31, свинец — остальное	256	3,3	Для лужения и пайки деталей из меди и ее сплавов и стали
ПОС-10	Олово — 9...11, свинец — остальное	299	3,2	Для лужения и пайки контактных поверхностей в электроаппаратуре
ПОС-61М	Олово — 60...62, медь — 1,2...2, свинец — остальное	192	4,5	Для лужения и пайки электропаяльником тонких медных проводов, печатных проводников и фольги
ПОСК 50-18	Олово — 49...51, кадмий — 17...19, свинец — остальное	145	6,7	Для пайки чувствительных к перегреву деталей
ПОССр-15	Олово — 15, цинк — 0,6, свинец — 83, 15, серебро — 1,25	276	—	Для пайки деталей из цинка и оцинкованной стали
Авиа-1	Олово — 55, цинк — 25, кадмий — 20	200	—	Для пайки тонкостенных деталей из алюминия и его сплавов
Авиа-2	Олово — 40, цинк — 25, кадмий — 20, алюминий — 15	250	—	То же
34А	Медь — 27...29, кремний — 5...7, алюминий — остальное	525	—	Для пайки деталей из меди и ее сплавов при высоких требованиях к прочности соединения
МФ1	Фосфор — 8,5...10, медь — остальное	800	—	Для пайки деталей из меди и сталей при невысоких требованиях к прочности
ПСр-25	Медь — 40, серебро — 25, цинк — 35	780	28	Для пайки деталей из сталей, меди и ее сплавов при высоких требованиях к прочности и антикоррозийной стойкости
Сплав Вуда	Олово — 12,5, свинец — 25, кадмий — 12,5, висмут — 50	60,5	—	Для пайки в тех случаях, когда требуется очень низкая температура плавления припоя
Сплав д'Арсе	Олово — 9,6, свинец — 45,1, висмут — 45,3	79	—	То же

Примечание. В припоях марок ПОС допускаются следующие примеси (%): висмут — 0,1, мышьяк — 0,05, железо, никель, сера — до 0,02, цинк, алюминий — до 0,002, медь — до 0,05. В припое марки ПСр-25 допускается не более 0,5 % примесн, в том числе не более 0,15 % свинца.

Таблица I.10. Состав и область применения флюсов

Состав, %	Применение	Способ удаления остатков
Активные флюсы		
Хлорид цинка — 25...30, соляная кислота — 0,6...0,7, вода — остальное	При пайке деталей из черных и цветных металлов	Тщательная промывка водой
Флюс-паста: хлорид цинка (насыщенный раствор) — 3,7, вазелин УН-1 или УН-2 — 85, дистиллированная вода — остальное	То же	То же
Флюс КЭЦ: канифоль — 24, хлорид цинка — 1, спирт этиловый — остальное	При пайке цветных и драгоценных металлов, а также ответственных деталей из черных металлов	Промывка ацетоном
Флюс-паста: канифоль — 16, хлорид цинка — 1, вазелин УН-1 или УН-2 — остальное	То же, если требуется повышенная прочность соединения	То же
Бескислотные флюсы		
Канифоль светлая	При пайке меди и ее сплавов во время электромонтажных работ мягкими припоями	Промывка ацетоном или спиртом
Флюс КЭ: канифоль — 15...28, спирт этиловый — остальное	То же. Удобен для переноса в труднодоступные места	То же
Глицериноканифольный флюс: канифоль — 6, глицерин — 14, спирт этиловый (или денатурат) — остальное	То же, когда требуется герметичность соединения	» »
Активированные флюсы		
Флюс ЛТИ-1: спирт этиловый — 67...73, канифоль — 20...25, солянокислый анилин — 3...7, триэтаноламин — 1...2	При пайке большинства металлов и сплавов (сталь, нержавеющая сталь, медь и ее сплавы, цинк, нихром, никель, серебро и др.)	Удаление не обязательно
Флюс ЛТИ-120: спирт этиловый — 63...74, канифоль — 20...25, диэтиламин солянокислый — 3...5, триэтаноламин — 1...2	То же	То же
Антикоррозийные флюсы		
Флюс ВТС: вазелин технический — 63, триэтаноламин — 6,3, салициловая кислота — 6,3, спирт этиловый — остальное	При пайке меди и ее сплавов, константана, серебра, платины и ее сплавов	Промывка спиртом или ацетоном
Флюс ФИМ: ортофосфорная кислота (плотность 1,7 г/см³) — 16, спирт этиловый — 3,7, вода дистиллированная — остальное	То же, а также при пайке черных металлов	Промывка водой
Флюс с анилином: солянокислый анилин — 1,75, глицерин — 1,5, канифоль — остальное. Для уменьшения вязкости добавляют уайт-спирит	То же. В большинстве случаев может заменить флюсы ВТС и ФИМ	Удаление не обязательно

Бескислотные флюсы изготовляются на основе канифоли, которая при пайке очищает поверхность от оксидов и защищает ее от окисления. Их широко используют при монтаже радиоаппаратуры. Удаление этих флюсов после пайки не обязательно.

Активированные флюсы изготовляют на основе канифоли с добавкой активизаторов. Они пригодны для соединения металлов и сплавов, плохо поддающихся пайке (сталь, никель, нихром и др.).

Антикоррозионные флюсы не вызывают коррозии после пайки. Некоторые из них можно не удалять с места пайки.

Состав и область применения некоторых флюсов приведены в табл. I.10. При пайке медными и латунными припоями, которые отличаются высокой температурой плавления, в качестве флюсов используют главным образом буру ($Na_2B_4O_7$) и смеси ее с борной кислотой (H_3BO_3) и некоторыми другими солями.

6. Электроизоляционные материалы (диэлектрики)

Основные параметры электроизоляционных материалов. *Абсолютная диэлектрическая проницаемость* — величина, характеризующая свойство диэлектрика поляризоваться в электрическом поле, равная отношению модуля поляризованности к модулю напряженности электрического поля (ГОСТ 19880—74). *Относительная диэлектрическая проницаемость* (или просто *диэлектрическая проницаемость*) — отношение абсолютной диэлектрической проницаемости к электрической постоянной, равной $8{,}854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м. Диэлектрическая проницаемость равна также отношению емкости конденсатора с данным диэлектриком к емкости аналогичного конденсатора, диэлектриком которого является вакуум.

Тангенс угла диэлектрических потерь $\mathrm{tg}\,\delta$ характеризует удельные потери энергии в диэлектрике, находящемся в переменном электрическом поле, и равен отношению плотностей переменного тока проводимости и тока смещения (ГОСТ 21515—76). Чем больше $\mathrm{tg}\,\delta$, тем больше нагрев диэлектрика в электрическом поле заданных частоты и напряженности.

Электрическая прочность диэлектрика — минимальная напряженность однородного электрического поля, приводящая к пробою диэлектрика (ГОСТ 21515—76).

Электропроводность диэлектрика характеризуется удельным объемным (или просто удельным) ρ и удельным поверхностным ρ_s сопротивлениями. Удельное электрическое сопротивление— величина, равная отношению модуля напряженности электрического поля к модулю плотности тока (ГОСТ 19880—74). Значение ρ диэлектриков находится в пределах от 10^6 Ом · м (для дерева, асбоцемента) до 10^{16} Ом · м (для фторопласта, полистирола, кварца и др.).

Нагревостойкость — способность диэлектрика выдерживать воздействие повышенной температуры в течение времени, сравнимого со сроком нормальной эксплуатации, без недопустимого ухудшения его свойств (ГОСТ 21515—76). Электроизоляционные материалы разделяют на классы нагревостойкости (СТ СЭВ 782—77):

Класс нагревостойкости	*Y*	*A*	*E*	*B*	*F*	*H*	*C*
Максимальная рабочая температура, °С	90	105	120	130	155	180	> 180

Основные параметры электроизоляционных материалов приведены в табл. I.11.

Таблица I.11. **Основные параметры электроизоляционных материалов**

Материал*	Диэлектрическая проницаемость	Тангенс угла диэлектрических потерь при частоте		Электрическая прочность, кВ/мм	Нагревостойкость, °С	Плотность, г/см³
		50 Гц	1 МГц			
Асбест (Вл)	—	0,7	—	2	600	2,0...2,6
Бакелит (СС)	4,0...4,6	0,05...0,12	—	10...40	150	1,2
Бумага конденсаторная	3,5	0,01	—	20	100	1,0...1,2
Воск пчелиный (В)	2,8...2,9	0,02...0,03	—	25...30	63	0,96...0,97
Гетинакс I, II, III, X	6...8	0,07...0,1	—	17...30	120	1,25...1,4
Гетинакс V, VI, VII	6...7	0,05	0,06—0,08	25...33	120	1,3...1,4
Канифоль (СН)	3,5	0,01	—	10...15	60...70	1,1
Капрон, нейлон (ПСС)	3,8...4,2	0,025...0,03	0,04	15...20	60	1,13
Карболит (П)	—	0,03...0,1	—	10...15	—	1,2...1,3
Лакоткань хлопчатобумажная	4,0...4,6	0,03...0,2	—	5...30	105	1,5
Лакоткань шелковая	3,8...4,5	0,04...0,08	—	8...60		
Озокерит (В)	2,3	0,01	0,003	25	55...98	0,9...1
Органическое стекло (ПСС)	3,5...3,6	0,02...0,06	—	25...40	52...53	1,18
Парафин	1,9...2,2	—	0,0037	20...30	49...55	0,85...0,9
Полистирол (П)	2,45...2,65	0,0002...0,0004	0,0002...0,0008	25...40	65...96	1,05...1,07
Поливинилхлорид (ПСС)	3...5	0,03...0,08	0,04...0,1	14...20	60...70	1,4—1,75
Полиэтилен (СС)	2,2...2,3	0,0002...0,0005	0,001	20...35	100	0,92...0,94
Полипропилен (СС)	2,0...2,1	—	0,0002...0,0003	20...30	140...150	0,9...0,91
Прессшпан	3...4	0,02	0,02...0,03	9...12	100	0,9...1,1
Резина	3	0,15	—	20	55	1,6
Сегнетокерамика (К)	4500...1700	0,02...0,03	—	—	—	4

Слюда мусковит	6,8...7,2	0,0004...0,0007	0,001	86...95	600	2,8
Слюда флогопит	5...6	0,006...0,015	0,005	50		
Смолы кремнийорганические	3...5	0,001...0,03	0,003...0,05	18...20	180...200	1,6...1,7
Смолы эпоксидные	3,7...3,9	0,013	0,019	16	140	1,1...1,2
Стеатит (К)	6,0...6,5	0,0007	0,002...0,008	20...25	160	2,7...3,0
Стекло	4...10	0,0005...0,001	0,001	20...30	500...1700	2,2...4,0
Стеклотекстолит (ССН)	7,5...8	0,01...0,1	—	10...12	130	1,6...1,8
Стекловолокнит (ПН)	8	0,5	—	4...10	150...180	
Текстолит А, Б	7,5...8,5	0,1...0,14	—	2...8	125...135	1,3...1,45
Текстолит ВЧ	7,6...8	—	0,07	5...8		
Тиконд (К)	70...150	0,0004	0,0004...0,0008	10...12	160	3,9
Ультрафарфор (К)	8...8,5	0,0004...0,0008	0,0004...0,0012	20...25		3,3...3,4
Фторопласт-3 (ПСС)	2,3...2,8	—	0,005...0,01	13...15	125	2,1...2,15
Фторопласт-4 (ПСС)	1,9...2,2	—	0,0002—0,0003	26...27	180...200	2,1...2,3
Фенопласты (П)	7,5...10	0,03...0,3	—	13...16	100...250	1,3...1,9
Целлофан (ПЭ)	3...4	0,2	—	40	80	1,25
Целлулоид (ПЭ)	6,5	—	0,02	30	40	1,3
Церезин (В)	2,1...2,3	0,0002	0,0002	15	56...80	0,95
Шеллак (СН)	3,5	0,01	—	20...30	50...60	1,0...1,4
Эбонит (КП)	2,7...3,0	—	0,01...0,015	25	50...90	1,2...1,4
Электрокартон	3,5	0,05	—	8...13	100	0,95...1,25
Этилцеллюлоза (ПЭ)	3,5	0,006...0,01	0,01	60...90	50	1,14

* Буквы в скобках обозначают: В — воскообразный, Вл — волокнистый, К — керамический, КП — каучуковая пластмасса, ПН — пластмасса с наполнителем, ПЭ — пластик эфироцеллюлозный, ПСС — продукт смолы синтетической, СН — смола натуральная, СС — смола синтетическая, ССН — смола синтетическая с наполнителем.

Электроизоляционные смолы бывают природные и синтетические. В настоящее время более широко используются синтетические смолы — как в чистом виде, так и в качестве основы для лаков и эмалей.

Пластические массы (пластмассы) — материалы на основе природных или синтетических высокомолекулярных соединений, способные под действием нагрева и давления формоваться и затем устойчиво сохранять приданную форму. Пластмасса состоит обычно из связующего вещества, наполнителя, пластификатора, красителя и вспомогательного вещества. В зависимости от свойств связующего вещества в состав пластмассы может входить только часть компонентов. Наиболее важными свойствами современных пластмасс являются малая плотность, высокая механическая прочность, химическая устойчивость, хорошие диэлектрические свойства, способность перерабатываться в изделия при помощи простого оборудования.

Наиболее распространены следующие пластмассы: 1) поливинилхлоридные; 2) полистирол; 3) полиолефины (полиэтилен, полипропилен); 4) фторопласты; 5) акриловые пластики (органическое стекло и др.); 6) фенопласты; 7) аминопласты; 8) полиамидные пластики (капрон, анид и др.); 9) полиуретановые пластики; 10) эфироцеллюлозные пластики; 11) стеклопластики; 12) кремнийорганические пластики; 13) эпоксидные смолы. Наилучшими диэлектрическими свойствами обладают полистирол, фторопласты, кремнийорганические пластики; большой механической прочностью — полиамидные пластики и стеклопластики, высокой термостойкостью — кремнийорганические пластики.

Листовые электроизоляционные материалы. *Гетинакс* — листовой материал из прессованной бумаги, пропитанной бакелитовым или другим лаком. Марки I, II, III, X используют на низких частотах, марки V, VI, VII — высоких частотах. Марки I, II, X отличаются маслостойкостью, марка III — повышенной влагостойкостью (может работать при относительной влажности до 95 % при 20 ± 2 °С). Гетинакс марки X характеризуется повышенным удельным электрическим сопротивлением (до 10^7 Ом · м) и улучшенной штампуемостью. Марки V, VI, VII характеризуются сравнительно малыми диэлектрическими потерями, V — наибольшим удельным электрическим сопротивлением (10^8 Ом · м) и наибольшей электрической прочностью, а также маслостойкостью, VI — повышенной влагостойкостью, VII — повышенной влагостойкостью и наименьшими диэлектрическими потерями.

Текстолит — материал, состоящий из ткани, пропитанной бакелитовым лаком и спрессованной. Выпускаются следующие марки текстолита: А, Б, ВЧ. Марка А отличается повышенной маслостойкостью, Б — повышенной механической прочностью, ВЧ — пониженными диэлектрическими потерями и повышенным удельным сопротивлением. Текстолит выпускается в виде листов толщиной 0,5...50 мм и стержней диаметром 8...60 мм.

Стеклотекстолит (стекловолокнит) — материал на основе стеклянной ткани (волокна), пропитанной синтетическими смолами. Обладает повышенной механической прочностью. Толщина листов — 0,5...3,5 мм.

Лакоткань — рулонный электроизоляционный материал, состоящий из ткани, пропитанной электроизоляционным лаком (ГОСТ 21515—76). Лакоткань марки ЛХ1 отличается повышенными диэлектрическими свойствами, марки ЛХМ — маслостойкостью. Толщина лакоткани марок ЛХ1 и ЛХМ — 0,17...0,24 мм, марки ЛХ2 — 0,15... ...0,24 мм. Лакоткань на основе шелковой ткани марки ЛШ1 характеризуется повышенными диэлектрическими свойствами по сравнению

с лакотканью марки ЛШ2. Толщина шелковой лакоткани — 0,06... ...0,15 мм.

Электроизоляционный лак — раствор лака в органическом растворителе, образующий после удаления растворителя и высыхания однородную пленку, обладающую диэлектрическими свойствами (ГОСТ 21515—76).

Пропиточные лаки используются для пропитки волокнистой изоляции (бумага, картон, пряжа, ткань), обмоток трансформаторов и других узлов с целью повышения электрической прочности, улучшения теплообмена и влагостойкости. Для пропитки обмоток предназначены грифталевый лак ГФ-996, который высыхает при температуре 105 °С за 3 ч, термореактивные пропиточные составы КП-10 и КП-18 на основе полиэфиров, высыхающие при температуре 120... ...125 °С за 30 мин, и другие лаки.

Покрывные лаки применяются для образования механически прочной, гладкой, влагостойкой электроизоляционной пленки на поверхности узлов электро- и радиоаппаратуры. К покрывным относятся лаки УР-231, УР-976, ЭП-96 (класс нагревостойкости *E*), ПЭ-933 (класс *F*). Широко применяемый лак УР-231 получают путем смешивания двух компонентов — раствора смолы Э-30 в смеси органических растворителей и 70 %-ного раствора уретана ДГУ в циклогексаноне. Приготовленный лак можно хранить при температуре 18...23 °С не более 2 ч. Высыхает при температуре 18...23 °С не более чем за 9 ч. Вместо покрывных лаков можно использовать эмали ПКЭ-14 (класс нагревостойкости *A*), ЭП-74Т (класс *H*) и другие.

Клеящие лаки применяются для склеивания деталей из различных материалов. Полистирольный лак (раствор полистирола в толуоле, ксилоле, или других органических растворителях) при высыхании образует пленку, обладающую высокими диэлектрическими свойствами и малой гигроскопичностью. Пленка не выдерживает нагрева выше 80 °С. Шеллачный лак (раствор шеллака в этиловом спирте) обладает высокой электрической прочностью и используется как для склеивания, так и для пропитки.

Электроизоляционный компаунд — порошкообразный, высоковязкий или жидкий состав без растворителя, применяемый для напыления, заливки и пропитки электроизоляционных материалов, деталей и узлов электро- и радиоаппаратуры (ГОСТ 21515—76). Различают компаунды термопластичные и термореактивные, естественного и горячего отвердения. По сравнению с лаками компаунды позволяют достичь лучшей влагостойкости изоляции, поскольку после затвердевания в них не остается пор от испаряющегося растворителя. Для пропитки предназначены компаунды: МБК-3, отличающийся высокой морозостойкостью, КГМС-1 и КГМС-2, КЛ, отличающиеся высокой морозо- и нагревостойкостью (класс *H*), для пропитки и обволакивания — К-153. Компаунды К-115, К-168, К-201, К-293 на основе модифицированных эпоксидных смол можно использовать для пропитки, обволакивания, заливки, склеивания и герметизации. Отвердителями для них являются гексаметилендиамин или полиэтиленполиамин (8... ...15 на 100 г смолы). Компаунд № 309 можно приготовить из битума № 5 (81 %), олифы натуральной (3 %) и озокерита (16 %).

Клеи. *Фенолполивинилацетатные клеи* (ГОСТ 12172—74) предназначены для склеивания металлов и неметаллов. Клеи марок БФ-2 и БФ-4 применяют для склеивания цветных металлов, нержавеющей стали, термореактивных пластмасс, органического стекла, дерева, фарфора, керамики, кожи, бумаги и других материалов в любом сочетании. Клей БФ-4 используют в тех случаях, когда клеевое соединение должно быть эластичным и стойким к вибрации. Клеи марок

БФ-2Н и БФ-4Н рекомендуются для склеивания черных металлов, марки БФР-2 — для склеивания пакетов магнитопроводов, марки БФ-6 — для склеивания тканей, фетра, войлока, целлофана и др.

Полистирольный клей состоит из бензола (96 % по массе) и полистирола (4 %) в виде стружки. Применяется для склеивания деталей из полистирола. Клей, содержащий 10 % полистирола, используется для закрепления концов обмоток высокочастотных катушек на каркасах из полистирола.

Акриловый клей (2...3 % органического стекла и 98...97 % дихлорэтана) применяется для склеивания органического стекла.

Клей 88-Н — это раствор резиновой смеси № 31 и бутилфенолформальдегидной смолы в смеси этилацетата и бензина в отношении 2 : 1. Предназначен для склеивания холодным способом резины и металлов. Клеем 88-Н можно приклеивать резину к стеклу, дереву, коже и другим материалам, а также склеивать резину с резиной. Клей наносится тонким слоем на склеиваемые поверхности, которые соединяют после подсыхания клея (до отлипа). Клеевое соединение выдерживают под небольшим давлением в течение нескольких часов. Клей с осадком необходимо тщательно перемешать.

Эпоксидные клеи представляют собой смеси эпоксидной смолы и отвердителя (гексаметилендиамина или полиэтиленполиамина) и характеризуются высокой стойкостью к воздействию воды и различных растворителей, не требуют сильного сжатия склеиваемых деталей. Для отвердевания клея при комнатной температуре на 100 г смолы берут 6,5...15 г отвердителя. Если клеевое соединение должно быть эластичным, в состав клея вводят пластификатор (например, дибутилфталат), который предварительно смешивают с отвердителем. Эпоксидными клеями можно пользоваться в течение 1,5 ч после смешения компонентов. Клей Л-4 состоит из эпоксидной смолы Э-40, дибутилфталата и полиэтиленполиамина. На 100 г смолы берут 15 г дибутилфталата и 8 г полиэтиленполиамина.

Клей ПФЭ-2/10 применяют для склеивания алюминия и дюралюминия, стекла силикатного и органического марки 1-53, дерева, кожи, бумаги, резины, кожи и резины, полиамидных пленок, тканей.

Клей К-300-61 используют для склеивания стали, сплавов титана, магния, алюминия, асботекстолита, стеклотекстолита, асбоцемента, фторопласта-4 между собой и в различных сочетаниях. Поверхности склеиваемых деталей должны быть хорошо очищены и обезжирены. Клеевое соединение выдерживают при комнатной температуре под давлением порядка 100 кПа.

Клей ВС-10Т применяют для склеивания стали, алюминия, стеклотекстолита, пенопласта между собой и в различных сочетаниях. Клеевое соединение выдерживает нагрев до 200 °С в течение 200 ч.

7. Ферромагнитные материалы

Материалы, способные сильно намагничиваться в слабых магнитных полях, называют ферромагнитными (ферромагнетиками). Магнитная восприимчивость ферромагнетиков (отношение намагниченности к напряженности магнитного поля) имеет большие положительные значения (до сотен тысяч и миллионов). К ферромагнетикам относятся железо, никель, кобальт и их сплавы, а также ферриты. Из них изготовляют магнитопроводы трансформаторов, сердечники катушек индуктивности, постоянные магниты, экраны и т. п.

Основные характеристики ферромагнетиков определяются по кривым намагничивания по индукции (зависимостям магнитной индукции

B от напряженности магнитного поля H). *Начальная кривая намагничивания по индукции* — кривая, выражающая зависимость B от H в процессе намагничивания предварительно термически размагниченного магнитного материала при последовательном возрастании напряженности магнитного поля (ГОСТ 19693—74). При циклическом намагничивании кривая намагничивания образует петлю гистерезиса. *Петля гистерезиса по индукции* — замкнутая кривая, выражающая зависимость индукции материала от амплитуды напряженности магнитного поля при периодическом достаточно медленном изменении напряженности поля (ГОСТ 19693—74). На рис. 1.1 показано семейство симметричных петель гистерезиса, полученных при различных максимальных значениях напряженности поля H_m. Кривая, представ-

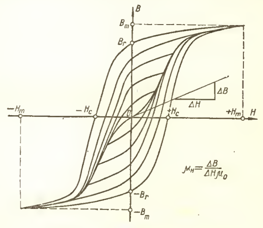


Рис. 1.1. Семейство симметричных петель гистерезиса по индукции.

ляющая собой геометрическое место вершин симметричных петель гистерезиса, которые получаются при последовательном возрастании максимального значения H_m, называется *основной кривой намагничивания по индукции* (ГОСТ 19693—74). Эта кривая является важнейшей характеристикой материала, удовлетворяет требованиям хорошей воспроизводимости и широко используется для характеристики намагничивания материала в постоянных полях. В справочниках обычно приводят предельные симметричные петли гистерезиса, которые получают при условии насыщения материала.

Индукция насыщения B_s — значение индукции, соответствующее насыщению, т. е. такому состоянию материала, при котором магнитная индукция не изменяется при изменении напряженности магнитного поля. Основная единица индукции — тесла (Тл). *Остаточная индукция* B_r — индукция, которая остается в материале после снятия внешнего магнитного поля. *Коэрцитивная сила по индукции* H_c — величина, равная напряженности магнитного поля, необходимого для изменения индукции от B_r до нуля. Основная единица напряженности поля — ампер на метр (А/м).

Абсолютная магнитная проницаемость — величина, характеризующая магнитные свойства вещества и равная отношению модулей магнитной индукции и напряженности магнитного поля (ГОСТ

19880—74). *Относительная магнитная проницаемость* (или просто *магнитная проницаемость*) — отношение абсолютной магнитной проницаемости к магнитной постоянной, т. е. $\mu = \mu_a/\mu_0$, где $\mu_0 = 4 \times \times 10^{-7}$ Гн/м = 1,257 мкГн/м.

Начальная магнитная проницаемость $\mu_и$ — значение магнитной проницаемости на начальной или основной кривой намагничивания по индукции при стремлении напряженности магнитного поля к нулю, деленное на магнитную постоянную (ГОСТ 19693—74). Практически определяется по наклону касательной к основной кривой намагничивания (рис. I.1).

Петля гистерезиса по индукции, полученная при намагничивании вещества переменным магнитным полем, называется *динамической*. Такая петля гистерезиса характеризует затраты энергии в течение одного цикла перемагничивания. В общем случае она шире, чем петля гистерезиса при перемагничивании постоянным полем, так как отражает потери не только на гистерезис, но и на вихревые токи, а также дополнительные потери. Кривая, представляющая собой геометрическое место вершин динамических петель гистерезиса, полученных при последовательном возрастании амплитуды напряженности магнитного поля, называется *динамической кривой намагничивания*, магнитная проницаемость, определяемая по этой кривой,— *динамической магнитной проницаемостью* $\mu_д$.

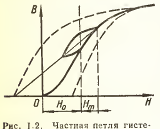


Рис. I.2. Частная петля гистерезиса по индукции.

Обратимая магнитная проницаемость $\mu_{rev}(\mu_r)$ — предел отношения изменения магнитной индукции к удвоенной амплитуде изменения напряженности магнитного поля в данной точке начальной кривой намагничивания (петли гистерезиса) по индукции, деленный на магнитную постоянную (ГОСТ 19693—74). Практически определяется по наклону частной петли гистерезиса (рис. I.2).

Температурный коэффициент начальной магнитной проницаемости (ТКМП) — отношение производной от начальной магнитной проницаемости по температуре к начальной магнитной проницаемости. Практически определяется как относительное изменение начальной магнитной проницаемости при изменении температуры на 1 °С.

Удельные магнитные потери — мощность, поглощаемая в единице массы магнитного вещества и рассеиваемая в виде тепла при воздействии на вещество переменного магнитного поля. Удельные магнитные потери тем больше, чем больше площадь динамической петли гистерезиса и частота перемагничивания, а также чем меньше удельное электрическое сопротивление вещества. Часто характеризуют потери в магнитном веществе *тангенсом угла общих потерь* $\operatorname{tg}\delta$. Для ограниченного диапазона частот слабых магнитных полей (напряженность поля менее 0,1 коэрцитивной силы) при $\operatorname{tg}\delta \ll 1$ зависимость $\operatorname{tg}\delta$ от напряженности поля и частоты имеет следующий вид:

$$\operatorname{tg}\delta = \delta_f f + \delta_h H_m + \delta_п,$$

где δ_f, δ_h и $\delta_п$ — коэффициенты потерь на вихревые токи, гистерезис и последействие соответственно. При повышении частоты f и напряженности магнитного поля H_m начиная с некоторых значений коэффициенты потерь возрастают. Поэтому вводится понятие критической

частоты $f_{кр}$, при которой резко увеличивается $\operatorname{tg}\delta$. Обычно пользуются понятиями $f'_{кр}$ при $\operatorname{tg}\delta = 0{,}1$ и $f''_{кр}$ при $\operatorname{tg}\delta = 0{,}02$. Чем выше начальная магнитная проницаемость вещества, тем меньше граничная частота.

Магнитотвердые материалы характеризуются высокой коэрцитивной силой (более 4 кА/м) и применяются для изготовления постоянных магнитов. К магнитотвердым материалам относятся некоторые углеродистые стали, вольфрамовая, хромистая и кобальтовая стали, сплавы альни, альниси, альнико и магнико, а также ферриты кобальта и бария.

Магнитомягкие материалы характеризуются высокой магнитной проницаемостью, небольшой коэрцитивной силой (менее 4 кА/м) и малыми потерями на гистерезис. Их можно разделить на три группы.

1. *Металлические магнитные материалы* (железо и его сплавы) применяются в основном в диапазоне звуковых частот. Наиболее ВЧ металлический магнитный материал — пермаллой производится в виде лент толщиной до 0,01 мм. Достоинство лучших металлических магнитных материалов — высокая магнитная проницаемость (до 100000) на низких частотах.

С т а л ь   э л е к т р о т е х н и ч е с к а я представляет собой сплавы железа и кремния (до 4,8 %) и изготовляется в виде листов и лент толщиной от 0,05 до 1 мм. Цифры марок стали обозначают: первая — класс по структурному состоянию и виду прокатки (1 — горячекатаная, 2 — холоднокатаная изотропная, 3 — холоднокатаная анизотропная); вторая — массовая доля кремния (0 — не более 0,4%, нелегированная, 1 — 0,4...0,8 %, 2 — 0,8...1,8 %, 3 — 1,8...2,8 %, 4 — 2,8...3,8 %, 5 — 3,8...4,8 %); третья — группу по основной нормируемой характеристике (0 — удельные потери при $B = 1{,}7$ Тл и частоте 50 Гц; 1 — удельные потери при $B = 1{,}5$ Тл и частоте 50 Гц; 2 — удельные потери при $B = 1$ Тл и частоте 400 Гц для горячекатаной и при $B = 1{,}5$ Тл и частоте 400 Гц для холоднокатаной анизотропной; 6 — магнитная индукция в слабых магнитных полях при $H = 0{,}4$ А/м; 7 — магнитная индукция в средних магнитных полях при $H = 10$ А/м); четвертая — порядковый номер стали (ГОСТ 21427.0—75).

Основные параметры электротехнических сталей некоторых марок приведены в табл. 1.12. Графики зависимости динамической магнитной

Т а б л и ц а 1.12. **Основные параметры электротехнических сталей**

Марка		Магнитная проницаемость		Коэрцитивная сила, А/см	Магнитная индукция при $H = 20$ А/см, Тл	Удельное электрическое сопротивление, Ом · мм²/м
новое обозначение	старое обозначение	начальная	максимальная			
1411	Э31	250	5500	0,44	1,52	0,52
1511	Э41	300	6000	0,36	1,49	0,6
1512	Э42	400	7000	0,32	1,49	0,6
1561	Э45	600	10000	0,2	$7{,}7 \cdot 10^{-4}$*	0,55
1562	Э46	600	7000	—	$8{,}8 \cdot 10^{-4}$*	0,55
1572	Э48	600	7000	—	1,3*²	0,55
3411	Э310	500	16000	0,2	1,81	0,5
3412	Э320	800	33000	0,12	1,73	—

* При $H = 8$ мА/см и толщине листа 0,35 мм.
*² При $H = 10$ А/м.

проиицаемости от амплитуды иидукции B_m при различных значениях напряженности подмагничивающего поля H_0 широко распространенных марок электротехиической стали представлены иа рис. I.3, а графики зависимости обратимой магиитиой проиицаемости от напряжеиности подмагничивающего поля — иа рис. I.4.

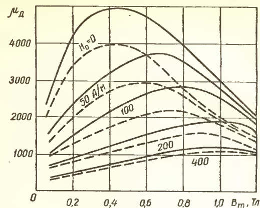


Рис. I.3. Зависимость динамической магиитиой проницаемости от амплитуды магнитной иидукции и напряженности подмагничивающего поля для электротехнической стали марок 1512 (штриховые кривые) и 3411 (сплошные кривые).

Стали марок 1411, 1511, 1512 широко примеияются для изготовлення магнитопроводов дросселей и трансформаторов, работающих в диапазоне звуковых частот. На более высоких частотах примеияют сталь 1521, изготовляемую в виде листов толщиной 0,1...0,35 мм и отличающуюся меньшими удельными потерями. Наиболее высокими маг-

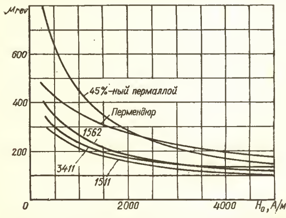


Рис. I.4. Зависимость обратимой магиитиой проницаемости от напряжеииости подмагничивающего поля некоторых ферромагнитных сплавов (при оптимальном иемагиитиом зазоре).

нитными свойствами обладают холоднокатаные стали марок 3411, 3412, 3413, которые, кроме того, характеризуются улучшенными магнитными свойствами вдоль проката. Эти стали выпускаются в виде листов и лент. Электротехнические стали очень чувствительны к механическим воздействиям. Поэтому после механической обработки (резка, штамповка и т. п.) их подвергают отжигу.

Пермаллой — магнитомягкий сплав на основе никеля и железа с высокой магнитной проницаемостью в слабых магнитных полях (при напряженности поля менее 0,1 коэрцитивной силы) на низких частотах. С увеличением содержания никеля магнитная проницаемость пермаллоя повышается, однако возрастают удельные потери и уменьшается индукция насыщения. При повышении частоты, а также напряженности подмагничивающего (постоянного) поля магнитная

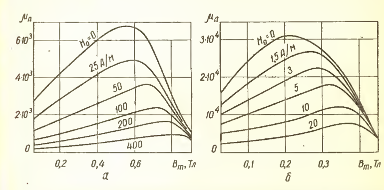


Рис. I.5. Зависимость динамической магнитной проницаемости листового пермаллоя толщиной 0,2 мм от амплитуды магнитной индукции и напряженности подмагничивающего поля:
а — 45 Н; *б* — 78 НХ.

проницаемость пермаллоев резко уменьшается. На рис. I.4 и I.5 представлены зависимости магнитной проницаемости пермаллоев от параметров магнитного поля. Пермаллои очень чувствительны к механическим воздействиям. При изготовлении деталей из пермаллоя следует избегать ударов, рихтовки и т. п. Во избежание деформаций, приводящих к ухудшению магнитных свойств магнитопровода из пермаллоя, его пластины должны быть сжаты слабо, а обмотка не должна сдавливать магнитопровод.

Пермаллои выпускаются в виде холоднокатаных лент толщиной 0,02...2,5 мм, горячекатаных листов толщиной 3...22 мм и горячекатаных прутков диаметром 8...100 мм и поставляются в термически необработанном состоянии. После изготовления деталей их термически обрабатывают для улучшения магнитных свойств. Основные параметры пермаллоев приведены в табл. I.13.

Пермаллои с малым содержанием никеля марок 45Н и 50Н применяются для изготовления магнитопроводов малогабаритных трансформаторов, дросселей и других намоточных узлов, работающих с постоянным подмагничиванием, а также в магнитных цепях, работающих в слабых постоянных магнитных полях. Легированные пермаллои марок 38НС, 42НС и 50НХС отличаются повышенным удельным электрическим сопротивлением и поэтому применяются для изготовления магнитопроводов трансформаторов, катушек индуктивности и других

Таблица I.13. **Основные параметры пермаллоев**

Марка*	Магнитная проницаемость		Коэрцитивная сила, А/м	Индукция насыщения, Тл	Удельное электрическое сопротивление, Ом · мм²/м
	начальная	максимальная			
45Н	1700...2800	(16...25) 10^3	16...32	1,5	0,45
50Н	1800...3000	(20...35) 10^3	10...24	1,5	0,45
50Н-У	3000...4000	(30...40) 10^3	10...14	1,5	0,45
38НС	2500...3000	(20...25) 10^3	12	0,95	0,9
42НС	2500...3000	(20...25) 10^3	8	1,0	0,85
50НХС	1500...3000	(15...20) 10^3	10...24	1,0	0,9
76НХД	(10...18) 10^3	(5...15) 10^4	1,6...5,6	0,75	0,57
77НМД	(40...90) 10^3	(15...25) 10^4	0,64...1		
78НХ	(10...12) 10^3	(30...35) 10^3	2	1,07	0,16
79НМ	(20...22) 10^3	(7...15) 10^4	1,2...2,4	0,75	0,55
79НМА	(18...50) 10^3	(8...30) 10^4	0,8...4,8	0,75	0,56
70НМ-У	(20...30) 10^3	(10...22) 10^4	1,2...2,4	0,73	0,55
80НМ	(10...12) 10^4	(3...4,5) 10^5	0,48...0,72		
80НХС	(18...35) 10^4	(7...17) 10^4	1,2...4,0	0,65	0,63
81НМА	(50...70) 10^3		0,4...0,8	0,5	0,8

* Цифры и буквы марок пермаллоя обозначают: цифры и буква Н в начале — процентное содержание никеля, У в конце — улучшенные свойства, остальные буквы — основные легирующие материалы (Д — медь, М — молибден или марганец, С — кремний, Х — хром).

намоточных узлов, работающих при повышениых и высоких частотах.

Пермаллои с высоким содержанием никеля обладают сравнительно малым удельным электрическим сопротивлением и поэтому используются только для изготовления магнитных экранов и магнитопроводов, работающих в постоянных магнитных полях. Легированные высоконикелевые пермаллои также имеют повышенное удельное электрическое сопротивление. При повышенных требованиях к температурной стабильности применяют пермаллой марки 76НХД, а при высоких — пермаллой марки 77НМД. Выпускаются также пермаллои с прямоугольной петлей гистерезиса, которые используются в импульсных и вычислительных устройствах. В конце обозначения марки этих пермаллоев стоит буква П.

2. *Магнитодиэлектрики* — это пластические массы, в которых связующим является диэлектрический материал, а наполнителем — порошок из магнитомягкого материала. Достоинства магнитодиэлектриков — малые удельные потери энергии, сравнительно слабая зависимость параметров от температуры, времени и напряженности магнитного поля, постоянство магнитной проницаемости в широком диапазоне частот, а недостаток — сравнительно малая начальная магнитная проницаемость, что ограничивает возможности повышения добротности катушек индуктивности.

Электромагнитные параметры магнитодиэлектриков определяют на образцах кольцевой формы. По этим параметрам оценивается качество материалов и кольцевых сердечников.

Магнитодиэлектрики на основе карбонильного железа изготовляются прессованием порошка карбонильного железа с бакелитом, аминопластом или другими связующими. Промышленностью выпускается два класса карбонильного железа: Р (марки Р-10, Р-20, Р-100 и Р-100Ф) — для радиоаппаратуры и Пс — для проводной связи. Кроме того, из карбонильного железа класса Р отжигом в водороде получают восстановленное карбонильное железо

(ВКЖ), которое отличается повышенной магнитной проницаемостью и повышенными потерями. Детали из ВКЖ имеют характерный металлический блеск.

Основные параметры карбонильного железа приведены в табл. I.14. Диапазон рабочих температур карбонильного железа — от −60 до +100 °С; тангенс угла потерь изменяется линейно до частоты 100 МГц (для класса Р) и до частоты 50 МГц (для класса Пс), а также при изменении напряженности магнитного поля до 2400 А/м.

Таблица I.14. Электромагнитные параметры магнитодиэлектриков на основе карбонильного железа (ГОСТ 13610—79)

Марка*	Начальная магнитная проницаемость	Коэффициенты потерь			ТКМП в диапазоне температур от −60 до +100 °С, %/°С	Максимальная рабочая частота, МГц
		$\delta_h \cdot 10^6$, м/А	$\delta_f \cdot 10^9$, 1/Гц	$\delta_П \cdot 10^4$		
Р-10	12...15	3...5	2...3,5	1,5...2,5	0,0025...0,018	10
Р-20	12...15	1,5...2,5	2...3	0,5...1	0,002...0,015	20
Р-100	10...12	1,2...1,9	0,5...1,2	0,5...1	0,005...0,01	100
Р-100Ф	10...12	1...2	1...2,8	0,5...1,5	0,003...0,015	100
Пс	11...13	$\leqslant 1{,}5$	$\leqslant 3{,}5$	$\leqslant 0{,}2$	0,0025...0,011	20
ВКЖ	25				0,025...0,035	0,2

* Цвета маркировки: для Р-10 — белый, для Р-20 — красный, для Р-100 — синий, для Р-100Ф — зеленый, для Пс — желтый.

Альсифер получают прессованием порошка из сплава альсифер (алюминий — кремний — железо) с бакелитом или аминопластом. Он отличается хорошими электромагнитными свойствами и невысокой стоимостью. Важной особенностью альсифера является то, что его температурный коэффициент магнитной проницаемости в зависимости от содержания кремния и алюминия может быть меньше, больше нуля или равен ему. Большинство альсиферов имеет отрицательный температурный коэффициент магнитной проницаемости, что позволяет использовать их для температурной компенсации параметров катушек индуктивности. Наименьшими значениями ТКМП характеризуется компенсированный альсифер, в обозначении марок которого содержится буква К.

Таблица I.15. Электромагнитные параметры магнитодиэлектриков на основе альсиферов

Марка*	Начальная магнитная проницаемость	Коэффициенты потерь			ТКМП в диапазоне температур 20—70 °С, %/°С	tg δ на частоте 100 кГц при $H_m = 8$ А/м	Критическая частота*[2] при $H_m = 8$ А/м, кГц
		$\delta_h \cdot 10^4$, м/А	$\delta_f \cdot 10^9$, 1/Гц	$\delta_П \cdot 10^3$			
ТЧ-90	79...91	1,1		3	$\leqslant -\lvert 0{,}06\rvert$	0,0849	20
ТЧ-60	53...63	0,81		2	$\leqslant -\lvert 0{,}04\rvert$	0,0277	70
ТЧК-55	48...58	0,81		2	−0,015...+0,005	0,01	70
ВЧ-32	28...33	0,38		1,2	$\leqslant -\lvert 0{,}025\rvert$	0,01	200
ВЧ-22	19...24	0,25	25	2	$\leqslant -\lvert 0{,}02\rvert$	0,0047	700
ВЧК-22	19...24	0,25	25	2	−0,005...+0,005	0,0047	700

* Цвета маркировки: для ТЧ-90 — синий, для ТЧ-60 — черный, для ТЧК-55 — красный, для ВЧ-32 — белый, для ВЧ-22 — зеленый, для ВЧК-22 — желтый.
*[2] При tg δ = 0,02.

Т а б л и ц а I.16. Основные параметры магнитомягких ферритов (ОСТ 11 707.015—77)

Марка: новое обозначение	Марка: старое обозначение	Начальная магнитная проницаемость при 20 °С	Критическая частота, МГц, при tg δ: 0,1	Критическая частота, МГц, при tg δ: 0,02	Параметры петли гис: μ_{max}	Параметры петли гис: H_m, А/м, при μ_{max}	Параметры петли гис: B, Тл, при $H = 800$ А/м
Термостабильные ферриты для слабых магнитных по							
20ВН	20ВЧ2	16...24	120	65	45	2000	0,2*
30ВН	30ВЧ2	25...35	200	110	90	1600	0,26*
50ВН	50ВЧ2	45...65	70	40	170	800	0,3*
100ВН	100ВЧ	80...120	35	25	280	480	0,36*
150ВН	150ВЧ	120...180	25	15	330	520	0,35*
700НМ	700НМ	500...900	5	2	1900	128	0,38
1000НМ3	1000НМ3	800...1200	1,8	0,6	2000	80	0,33
1500НМ1	1500НМ1	1200...1800	0,6	0,1	3000	32	0,35
1500НМ3	1500НМ3	1200...1800	1,5	0,3	3000	48	0,38
2000НМ1	2000НМ1	1700...2500	0,5	0,05	3500	32	0,38
2000НМ3	2000НМ3	1700...2500	0,5	0,05	3500	48	0,36
Нетермостабильные ферриты для слабых магнитных							
100НН	100НН	80...120	30	15	850	120	0,44
400НН	400НН	350...500	3,5	1,5	1100	64	0,25
400НН1	—	320...480	6	3,9	1400	100	0,28
600НН	600НН	500...800	1,5	0,7	1600	56	0,31
1000НН	1000НН	800...1200	0,4	...	3000	32	0,27
2000НН	2000НН	1700...2500	0,1	...	7000	12	0,25
1000НМ	1000НМ	800...1200	0,6	0,2	1800	40	0,35
1500НМ	1500НМ	1200...1800	0,6	0,1	2500	...	0,35
2000НМ	2000НМ	1700...2500	0,5	0,05	3500	20	0,38
3000НМ	3000НМ	2500...3500	0,1	0,002	3500	20	0,35
300011М1	—	2600...3600	...	...	6500	20	0,37
4000НМ	4000НМ	3500...4800	0,1	0,005	7000	16	0,35
6000НМ	6000НМ	4800...8000	0,05	...	10000	12	0,35
6000НМ1	—	4800...8000	0,1	0,03	10000	20	0,35
10000НМ	10000НМ	8000...15000	0,05	0,02	17000	8	0,35
Термостабильные ферриты для импульсных магнитных							
300ННИ	—	250...350*[2]	2	...	300	240	0,3
300ННИ1	—	250...380*[3]	2	...	400	160	0,22
350ННИ	—	275...425*[2]	2,5	...	1000	80	0,26
450ННИ	—	400...500*[4]	1	...	2100	56	0,37
1000ННИ	—	750...1300*[3]	0,5	...	3000	32	0,3
1100ННИ	—	950...1250*[2]	0,4	...	3000	32	0,27
1100НМИ	—	950...1250*[2]	0,3	...	3000	32	0,4
Высокодобротные ферриты с высокой индукцией для							
2000НМС	—	1600...2400	0,33	0,08	4500	40	0,42
2000НМС1	—	1600...2400	0,34	0,09	4600	35	0,44
2500НМС1	—	2200...3200	0,4	0,16	4800	40	0,45
3000НМС	—	2600...3400	0,36	0,1	4800	32	0,45
Плотные ферриты для магнитных головок							
500НТ	—	400...600	0,5	—	—	—	0,35
500НТ1	—	400...700	2,0	—	—	—	0,35
1000НТ	—	1000...1400	0.2	—	—	—	0,32
1000НТ1	—	800...1400	0,8	—	—	—	0,32
2000НТ	—	1600...2400	0,1	—	—	—	0,27
2000МТ	—	1500...3000	0,2	—	—	—	0,35
5000МТ	—	4500...7000	...	—	—	—	0,35

терезиса		ТКМП · 10^6, 1/°С, в диапазоне температур		Постоянная гистерезиса $\frac{\delta_h}{\mu_н^2} \cdot 10^6$	Удельное электрическое сопротивление, Ом · см	Максимальная рабочая температура, °С
B_r, Тл	H_c, А/м	от −40 до +20 °С	от +20 до +70 °С			
лей						
0,1	1000	−2...+20	−2...+20	53	10^3	125
0,07	520	−120...0	−35...+35	3,8	10^7	125
0,2	360	−3...+10	0...+10	20,2	10^6	125
0,15	280	+15...+30	0...+8	1,3	10^7	125
0,15	240	+15...+30	−4...+4	3,4	10^8	60
0,05	240	−0,2...+1,2	−0,2...+1,2	0,5	$2 \cdot 10^8$	150
0,1	28	−0,2...+1,0	−0,2...+1,0	1,4	10^3	155
0,1	16	+0,1...+1,7	−0,1...+0,8	2,9	$5 \cdot 10^2$	70
0,08	16	−0,2...+0,9	−0,2...+0,7	1,0	$2 \cdot 10^3$	155
0,12	16	+0,1...+2	−0,1...+1,0	2,1	$5 \cdot 10^2$	70
0,12	25	0...+1,4	0...+1,0	1,6	50	100
полей						
0,29	56	+30...+90	+5...+45	...	10^{10}	100
0,12	64	+5...+15	+5...+15	10	10^8	125
0,16	48	+25...+30	+10...−15	3,8	10^5	...
0,14	32	+6...+15	+6...+15	11,7	$\cdot 10^5$	110
0,15	20	+2,5...+7,5	+2,5...+7,5	14	10^6	100
0,12	8	+2...+6	...	14	10^3	70
0,11	28	+2,5...+4,5	−0,5...+8,5	4,7	50	155
0,11	24	+1,5...+4,2	−1,1...+7,0	2,9		155
0,13	24	−0,2...+4,0	−0,2...+4,5	2,1		155
0,12	12	+2,5...+3,0	+1...+2	1,6		120
0,16	12	...	+1,5...3	...		
0,13	8	+1,5...+2,5	+0,5...+1,5	0,9		120
0,11	8	0...+1,5	+0,2...+1,5	0,5	10	100
0,08	4	+0,5...+1,5	+0,5...+1,5	0,4	100	
0,11	4	+0,5...+1,5	+0,2...+1,5	0,5		90
полей						
0,23	160	...	...	23	10^8	
0,6	96	−3...+1	−6...+1	33	10^3	
0,12	48	+7...+24	+4...+17	38	10^9	
0,16	40	+7...+24	+4...+17	31	10^6	
0,09	16	+4...+9	+3...+9	7,6	10^8	
0,08	20	+3...+6	+3...+5	5,0	10^8	
0,15	24	+1...+3	−0,2...+1,0	3,8	10	
сильных магнитных полей						
0,15	22			4,5	10^2	
0,13	18			4,0	10^8	
0,1	16		+2...+7,5	3,1	10^2	
0,1	12		+2...+7,5	3,8	10^2	
0,2	32	—	—	—	10^8	
0,21	48	—	—	—	10^8	
0,14	16	—	—	—	10^4	
0,14	32	—	—	—	10^5	
0,12	8	—	—	—	10^3	
0,15	5	—	—	—	10^8	
0,15	5	—	—	—	10	

Марка		Начальная магнитная проницаемость при 20 °С	Критическая частота, МГц, при tg δ		Параметры петли		
новое обозначение	старое обозначение		0,1	0,02	μ_{max}	H_m, А/м, при μ_{max}	B, Тл, при H = 800 А/м
Специальные ферриты для контуров, перестраиваемых							
50ВНС	50ВЧ3	45...60	80	70	170	800	0,17
90ВНС	90ВЧ	80...100	40	30	340	640	0,28
200ВНС	200ВЧ	180...220	11	5	650	280	0,31
300ВНС	300ВЧ	270...330	8	4	850	220	0,32
10ВНП	10ВЧ1	9...14	250	200	40	3700	0,14*
35ВНП	35НН	27...40	160		200	800	0,2
55ВНП	55НН	50...65	55	35	320	440	0,35*
60ВНП	60НН	50...65	55	35	360	480	0,42*
65ВНП	—	58...70	53	33	350	430	0,36*
90ВНП	90НН	75...95	50	33	650	240	0,32*
150ВНП	150НН1	125...165	30	15	1900	100	0,34
200ВНП	200НН2	175...225	15	10	850	80	0,4*
300ВНП	300НН	280...350	6	3	800	160	0,29*

* При H = 4000 А/м.
*[2] Импульсная магнитная проницаемость при длительности импульса 0,5...3 мкс и
*[3] Импульсная магнитная проницаемость при импульсной напряженности поля
*[4] Импульсная магнитная проницаемость при напряженности поля 240 А/м.

Основные параметры альсиферов приведены в табл. I.15. Диапазон рабочих температур магнитодиэлектриков на основе альсифера — от —60 до +120 °С, пределы линейности tg δ: по частоте — 0,5 МГц для марки ТЧ-90, 1 МГц для ТЧ-60, 2 МГц для ВЧ-32 и 20 МГц для ВЧ-22; по напряженности поля — 240 А/м для марки ТЧ-90, 400 А/м для ТЧ-60, 800 А/м для ВЧ-32 и 1200 А/м для ВЧ-22.

Таблица I.17. Значения $\operatorname{tg}\delta/\mu_н$ для некоторых ферритов (ОСТ 11 707.015—77)

Марка феррита	$(\operatorname{tg}\delta/\mu_н)\,10^6$ при напряженности поля, А/м		$(\operatorname{tg}\delta/\mu_н)\,10^6$ при частоте, МГц	Марка феррита	$(\operatorname{tg}\delta/\mu_н)\,10^6$ при напряженности поля, А/м		$(\operatorname{tg}\delta/\mu_н)\,10^6$ при частоте, МГц
	0,8	8			0,8	8	
20ВН	300	—	30	400НН1	12	25	0,1
30ВН	170	—	30	600НН	22	75	0,1
50ВН	180	—	20	1000НН	50	150	0,1
100ВН	135	—	18	2000НН	15	45	0,1
150ВН	136	—	12	1000НМ	15	45	0,1
700НМ	80	—	3	1500НМ	85	270	0,1
1000НМ3	5	15	0,1	2000НМ	15	45	0,1
1500НМ1	15	45	0,1	3000НМ	35	60	0,1
1500НМ3	5	15	0,1	3000НМ1	45	135	0,1
2000НМ1	15	45	0,1	4000НМ	35	60	0,1
2000НМ3	12	35	0,1	6000НМ	45	75	0,03
100НН	125	—	7	6000НМ1	10	30	0,03
400НН	18	50	0,1	10000НМ	35	90	0,02

гистерезиса		ТКМП · 10^5, 1/°С, в диапазоне температур		Постоянная гистерезиса $\frac{\delta_h}{\mu^2} \cdot 10^9$	Удельное электрическое сопротивление, Ом · см	Максимальная рабочая температура, °С
B_r, Тл	H_c, А/м	от −40 до +20 °С	от +20 до +70 °С			
подмагничиванием, и для согласующих элементов						
0,02	4,8	+50...+70	+30...+60		10^4	125
0,08	152	+20...+40	+5...+10		10^6	125
0,08	64	+20...+50	−10...−20		10^8	
0,13	80	+20...+50	−10...−20		10^6	120
0,8	1600	+360...+700	+90...+150		10^9	125
0,12	380	+20...+30	+20...+40		10^8	100
0,15	410	+25...+55	+55...+110		10^9	100
0,25	320	+60...+130	+30...+60		10^{10}	100
0,16	400	+30...+55	+45...+80		10^9	100
0,25	208	+30...+60	+50...+80		10^8	100
0,24	60		+40...+80		10^8	100
0,25	80	+20...+55	+20...+35		10^8	100
0,18	96	+10...+30	+5...+20		10^8	100

импульсной напряженности поля 80 А/м.
64 А/м.

3. *Ферриты* представляют собой спеченную смесь оксида железа (III) с оксидами одного или нескольких двухвалентных металлов. Ферриты тверды, хрупки и по механическим свойствам подобны керамике. Плотность ферритов значительно меньше плотности металлических магнитных материалов и составляет 3,7...5,8 г/см³. Ферриты хорошо шлифуются и полируются абразивными материалами. Их можно склеивать, например, клеем БФ-4. Ферриты являются полупроводниками и обладают электронной проводимостью. Их удельное электрическое сопротивление может быть очень большим (до 10^{10} Ом · см), что обусловливает малые потери на вихревые токи в переменных полях высокой частоты. Однако с ростом частоты потери увеличиваются, а магнитная проницаемость ферритов уменьшается. Многие ферриты обладают сравнительно большой коэрцитивной силой и малой остаточной индукцией, поэтому их не используют в сильных магнитных полях. Свойства магнитомягких ферритов существенно зависят от частоты, напряженности магнитного поля и температуры (табл. I.16—I.18 и рис. I.6—I.8).

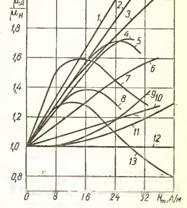


Рис. I.6. Зависимость динамической магнитной проницаемости от амплитуды напряженности поля для ферритов разных марок:
1 — 1000НН; *2* — 2000НМ1; *3* — 1000НМ; *4* — 2000НМ; *5* — 3000НМ; *6* — 600НН; *7* — 2000НН; *8* — 4000НМ; *9* — 1500НМЗ; *10* — 400НН; *11* — 1000НМЗ; *12* — 200НН; *13* — 6000НМ.

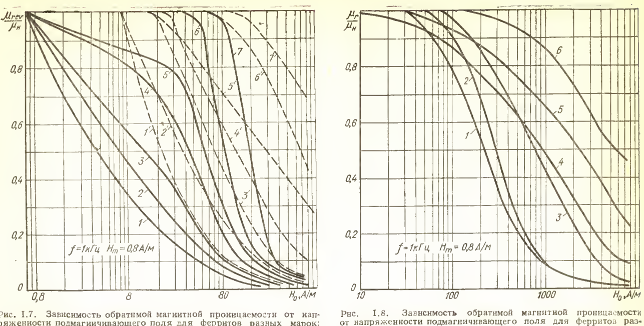


Рис. I.7. Зависимость обратимой магнитной проницаемости от напряженности подмагничивающего поля для ферритов разных марок: *1* — 6000НМ; *2* — 4000НМ; *3* — 3000НМ; *4* — 2000НМ, 2000НМ1; *5* — 1500НМ1, 1500НМ3; *6* — 1000НМ, 1000НМ3; *7* — 700НМ (сплошные кривые); *1'* — 2000НН; *2'* — 1000НН; *3'* — 600НН; *4'* — 400НН; *5'* — 200НН; *6'* — 100ВН; *7'* — 50ВН.

Рис. I.8. Зависимость обратимой магнитной проницаемости от напряженности подмагничивающего поля для ферритов разных марок: *1* — 200ВНП; *2* — 300ВНП; *3* — 90ВНП; *4* — 60НН; *5* — 35ВНП; *6* — 10ВНП.

Таблица I.18. Значения $\operatorname{tg}\delta$ для некоторых ферритов (ОСТ11 707.015—77)

Марка феррита	$(\operatorname{tg}\delta)\,10^3$ при индукции, Тл: 0,001	$(\operatorname{tg}\delta)\,10^3$ при индукции, Тл: 0,02	$(\operatorname{tg}\delta)\,10^3$ при частоте, МГц	Марка феррита	$(\operatorname{tg}\delta)\,10^3$ при индукции, Тл: 0,001	$(\operatorname{tg}\delta)\,10^3$ при индукции, Тл: 0,02	$(\operatorname{tg}\delta)\,10^3$ при частоте, МГц
50ВНС	3,3	6,7	8	55ВПН	8,4	16,7	8
	6,3	—	30	60ВПН	10	50	7
90ВНС	4,4	7,7	8	65ВПН	8,4	11	8
	16,5	—	30	90ВПН	10	—	7
200ВНС	7,7	12,5	3		20	—	30
	25	—	10	150ВПН	10,5	—	3
300ВНС	11,3	33	3		50	—	20
10ВПН	10	—	15	200ВПН	11	—	3
35ВПН	14	—	6	300ВПН	13	—	3

Современные магнитомягкие ферриты делят иа шесть групп, различающихся электромагнитными параметрами и иазиачеиием (см. табл. I.16). Термостабильные высокочастотные ферриты (марки 150ВН, 100ВН, 50ВН, 30ВН, 20ВН) могут использоваться в слабых магнитных полях при частоте до 100 МГц. Оии отличаются малыми потерями и малым ТКМП в широком диапазоне температур, поэтому наиболее часто применяются в высококачествеиных катушках индуктивности, а первых двух марок — также для магнитных антеин. Термостабильные низкочастотные ферриты (марки 2000НМ1, 1500НМ1, 2000НМ3, 1500НМ3, 1000НМ3, 700НМ) характеризуются сравнительно малыми потерями на низких частотах.

Ферриты марок 2000НН, 1000НН, 600НН, 400НН, 400НН1, 100НН характеризуются низкой стоимостью, поэтому широко используются при иевысоких требованиях к стабильности. Ферриты последиих четырех марок применяются в катушках колебательных контуров и магнитных антеннах при частотах до нескольких мегагерц. Ферриты марок 2000НМ и 1000НМ превосходят иикелево-цинковые с такими же значениями магнитиой проницаемости, однако дороже. Маргаицево-цинковые ферриты с бо́льшими значеииями магиитиой проиицаемости (3000 и более) рекомендуется применять в магиитопроводах вместо тонколистового пермаллоя (толщииой 0,1...0,02 мм и меиьше).

Ферриты с высокой иидукцией предиазиачеиы для работы в сильиых переменных магиитных полях. Оии могут использоваться, в частности, для магиитопроводов импульсных траисформаторов источников вторичного электропитания.

Малыми потерями в сильных полях характеризуются ферриты марок 300ВПН, 200ВПН, 10ВПН и другие из этой группы. Их основное назначение — сердечники катушек колебательиых контуров, перестраиваемых подмагничиваиием сердечника, и катушек магнитных модуляторов. В слабых полях $\operatorname{tg}\delta$ и ТКМП этих ферритов значительно больше, чем ферритов группы ВПС, которые целесообразно использовать для сердечников высокочастотиых широкополосных трансформаторов.

РАДИОДЕТАЛИ И УЗЛЫ ОБЩЕГО ПРИМЕНЕНИЯ

1. Общие сведения о конденсаторах

Электрический конденсатор представляет собой систему из двух электродов (обкладок), разделенных диэлектриком, и обладает способностью накапливать электрическую энергию.

Емкость конденсатора — электрическая емкость между электродами конденсатора (ГОСТ 19880—74), определяемая отношением накапливаемого в нем электрического заряда к приложенному напряжению. Емкость конденсатора зависит от материала диэлектрика, формы и взаимного расположения электродов.

У д е л ь н а я е м к о с т ь к о н д е н с а т о р а — отношение емкости к массе (или объему) конденсатора.

Н о м и н а л ь н а я е м к о с т ь к о н д е н с а т о р а — емкость, которую должен иметь конденсатор в соответствии с нормативной документацией (ГОСТ или ТУ). Фактическая емкость каждого экземпляра конденсатора отличается от номинальной, но не более чем на допускаемое отклонение. Значения номинальной емкости всех типов конденсаторов постоянной емкости (кроме вакуумных и сильноточных высокого напряжения) установлены стандартом СЭВ 1076—78 согласно рекомендациям МЭК. Согласно этому стандарту номинальные емкости при допустимых отклонениях ± 5 % и более должны соответствовать числам, приведенным в табл. II.1, и числам, полученным путем умножения этих чисел на 10^n, где n — целое положительное или отрицательное число. Значения номинальной емкости конденсаторов с допускаемыми отклонениями меньше ± 5 % (за исключением конденсаторов с бумажным и пленочным диэлектриком в прямоугольных корпусах) выбираются из рядов Е48, Е96 и Е192, рекомендованных МЭК. Значения номинальной емкости конденсаторов, разработанных до введения стандарта СЭВ 1076—78, установлены для каждого типа конденсатора.

Д о п у с т и м о е о т к л о н е н и е е м к о с т и о т н о м и н а л ь н о й (допуск) характеризует точность значения емкости. Значения этих отклонений установлены ГОСТ 9661—73 в процентах для конденсаторов емкостью 10 пФ и более и в пикофарадах для конденсаторов с меньшей емкостью.

Номинальное рабочее напряжение (или просто номинальное напряжение) конденсатора — максимальное напряжение, при котором конденсатор может работать в течение минимальной наработки в условиях, указанных в технической документации (ГОСТ 21415—75). Значения номинальных напряжений конденсаторов постоянной емкости установлены ГОСТ 9665—77.

Таблица II.1. **Ряды Е номинальных емкостей конденсаторов и сопротивлений резисторов**

Индекс ряда	Номинальные значения (единицы, десятки, сотни пикофарад, микрофарад, нанофарад, ом, килоом, мегаом, гигаом)										
E3	1,0				2,2				4,7			
E6	1,0		1,5		2,2		3,3		4,7		6,8	
E12	1,0	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2
E24	1,0	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2
	1,1	1,3	1,6	2,0	2,4	3,0	3,6	4,3	5,1	6,2	7,5	9,1

Примечание. Ряды Е представляют собой геометрическую прогрессию со знаменателем q_n, равным: для ряда E3 $q_3 = \sqrt[3]{10} = 2{,}16$; для E6 $q_6 = \sqrt[6]{10} = 1{,}47$; для E12 $q_{12} = \sqrt[12]{10} = 1{,}21$; для E24 $q_{24} = \sqrt[24]{10} = 1{,}1$; для E48 $q_{48} = \sqrt[48]{10} = 1{,}05$ и т. д.

Электрическое сопротивление изоляции конденсатора — электрическое сопротивление конденсатора постоянному току, определяемое соотношением $R_{\text{из}} = U/I_{\text{ут}}$, где U — напряжение, приложенное к конденсатору, $I_{\text{ут}}$ — ток утечки, или проводимости. Сопротивление изоляции конденсаторов всех видов, кроме электролитических и полупроводниковых, весьма велико и выражается в мегаомах, гигаомах и даже тераомах. Его измеряют при нормальных климатических условиях (температура 25 ± 10 °С, относительная влажность 45...75 %, атмосферное давление 86...106 кПа). С повышением температуры сопротивление изоляции уменьшается.

Частотные свойства. Емкость конденсатора зависит от частоты приложенного переменного напряжения. При изменении частоты изменяются диэлектрическая проницаемость диэлектрика и степень влияния паразитных параметров — собственной индуктивности и сопротивления потерь. На высоких частотах любой конденсатор можно рассматривать как последовательный колебательный контур, образуемый емкостью C, собственной индуктивностью $L_{\text{с}}$ и сопротивлением потерь $R_{\text{п}}$. Резонанс этого контура наступает на частоте $f_{\text{р}} = 1/2\pi\sqrt{L_{c}C}$. При $f > f_{\text{р}}$ конденсатор в цепи переменного тока ведет себя как катушка индуктивности. Следовательно, конденсатор целесообразно использовать лишь на частотах $f < f_{\text{р}}$, на которых его сопротивление носит емкостной характер. Обычно максимальная рабочая частота конденсатора примерно в 2...3 раза ниже резонансной.

Характер частотной зависимости действующей емкости конденсатора $C_{\text{д}}$ (с учетом влияния параметров $L_{\text{с}}$ и $R_{\text{п}}$) в диапазоне частот от нуля до $f_{\text{р}}$ обусловливается соотношением параметров C, $L_{\text{с}}$ и $R_{\text{п}}$. В большинстве случаев $C_{\text{д}}$ уменьшается с ростом частоты во всем указанном диапазоне частот. Однако вблизи резонансной частоты она всегда уменьшается и стремится к нулю.

Тангенс угла потерь ($\text{tg}\,\delta$) конденсатора — отношение активной мощности конденсатора к его реактивной мощности при синусоидальном напряжении определенной частоты (ГОСТ 21415—75). Активная мощность конденсатора характеризует потери энергии в нем, обусловленные проводимостью диэлектрика, нагревом металлических элементов, контактов между электродами и выводами и другими явлениями. В конденсаторах малой мощности, для которых допустимая реактивная мощность составляет не более сотен вольтампер, потери в основ-

ном определяются потерями в диэлектрике. Реактивная мощность конденсатора $P_p = U^2\omega C$, где U — переменное напряжение на конденсаторе; ω — круговая частота; C — емкость конденсатора. Величина, обратная $\operatorname{tg}\delta$, называется добротностью конденсатора. Чем больше добротность конденсатора, тем меньше потери энергии в нем при прочих равных условиях.

Допустимая амплитуда переменного напряжения на конденсаторе $U_{m\text{доп}}$ — амплитуда переменного напряжения, при которой потери энергии в конденсаторе не превышают допустимых. Значения $U_{m\text{доп}}$ приводятся в справочниках или определяются по формуле

$$U_{m\text{доп}} = \sqrt{P_{\text{р.доп}}/\pi f C},$$

где $P_{\text{р. доп}}$ — допустимая реактивная мощность, В · А; f — частота переменного напряжения на конденсаторе, Гц; C — емкость конденсатора, Ф. Превышение $U_{m\text{доп}}$ может вызвать тепловой пробой диэлектрика и другие нежелательные явления. На рис. II.1 представлена зависимость напряжения $U_{m\text{доп}}$ от частоты, построенная для фиксированных значений температуры и допустимой мощности потерь $P_a = P_{\text{а. доп}}$. Граничная частота определяется допустимым снижением действующей емкости.

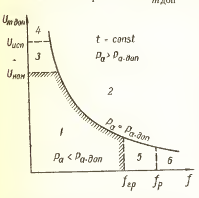


Рис. II.1. Зависимость допустимой амплитуды напряжения на конденсаторе от частоты. Области режимов работы конденсатора:
1 — рабочих; 2 — теплового пробоя; 3 — повышенной вероятности электрического пробоя; 4 — электрического пробоя; 5 — пониженных значений $C_д$; 6 — индуктивного характера сопротивления конденсатора

Стабильность параметров конденсатора. Электрические свойства и срок службы конденсатора зависят от условий эксплуатации (воздействие тепла, влажности, радиации, вибраций, ударов и др.). Влияние тепла проявляется в изменении емкости и добротности конденсатора, а также электрической прочности.

Температурный коэффициент емкости характеризует обратимые изменения емкости конденсатора с изменением температуры. Он представляет собой отношение производной от емкости по температуре к емкости конденсатора. Практически ТКЕ определяют как относительное изменение емкости конденсатора при изменении температуры на 1 °С.

Слюдяные, керамические и некоторые пленочные конденсаторы в зависимости от температурной стабильности разделяются на группы, каждая из которых характеризуется своим ТКЕ (табл. II.2). Если зависимость емкости от температуры нелинейна, температурную стабильность емкости конденсатора характеризуют относительным изменением емкости при переходе от нормальной температуры (20 ± 5 °С) к предельным значениям рабочей температуры. Допустимые изменения емкости конденсаторов относительно емкости при 20 °С приведены в табл. II.3.

Необратимые изменения емкости конденсаторов при воздействии тепла характеризуются остаточным относительным изменением емко-

сти (после возвращения к исходной температуре), которое называют *коэффициентом температурной нестабильности емкости* (КТНЕ).

С повышением температуры уменьшаются электрическая прочность и срок службы конденсатора. Понижение атмосферного давления приводит к уменьшению электрической прочности, изменениям емкости вследствие деформации элементов конструкции конденсатора; возможны нарушения герметичности конденсатора. При поглощении влаги диэлектриком конденсатора увеличивается емкость и резко уменьшается сопротивление изоляции. В результате уменьшения сопротивления изоляции возрастают потери энергии, особенно при повышенных температурах, и уменьшается электрическая прочность (повышается вероятность пробоя). При длительном хранении конденсаторов изменяется их емкость.

Классификация конденсаторов возможна по разным признакам. Целесообразнее всего классифицировать их по роду диэлектрика. Сокращенные обозначения, позволяющие определить, к какому типу относится конкретный конденсатор, содержат три элемента. Первый элемент (одна или две буквы) обозначает группу конденсаторов: К — конденсатор постоянной емкости; КТ — конденсатор подстроечный; КП — конденсатор переменный. Второй элемент — число, обозначающее разновидность конденсаторов: 1 — вакуумный; 2 — воздушный; 3 — с газообразным диэлектриком; 4 — с твердым диэлектриком; 10 — керамические на номинальное напряжение до 1600 В; 15 — керамические на номинальное напряжение 1600 В и выше; 20 — кварцевые; 21 — стеклянные; 22 — стеклокерамические; 23 — стеклоэмалевые; 31 — слюдяные малой мощности; 32 — слюдяные большой мощности; 40 — бумажные на номинальное напряжение до 2 кВ с обкладками из фольги; 41 — бумажные на номинальное напряжение 2 кВ и выше с обкладками из фольги; 42 — бумажные с металлизированными обкладками; 50 — электролитические фольговые алюминиевые; 51 — электролитические фольговые танталовые, ниобиевые и др.; 52 — электролитические объемно-пористые; 53 — полупроводниковые оксидные; 54 — металлические оксидные; 60 — воздушные; 61 — вакуумные; 71 — полистирольные; 72 — фторопластовые; 73 — полиэтилентерефталатные; 75 — комбинированные; 76 — лакопленочные; 77 — поликарбонатные. Третий элемент — порядковый номер конденсатора, присваиваемый при разработке.

Маркировка конденсаторов. На конденсаторах достаточно большого размера обозначаются тип, номинальная емкость и допустимое отклонение емкости от номинальной в процентах, номинальное напряжение, марка завода-изготовителя, месяц и год выпуска. Если конденсатор данного типа выпускается только одного класса точности, то допуск не маркируют. На слюдяных и некоторых других конденсаторах указывают группу ТКЕ.

Для маркировки конденсаторов применяются обозначения, установленные ГОСТ 11076—69 (СТ СЭВ 1810—79). В зависимости от размеров конденсатора применяются полные или сокращенные (кодированные) обозначения. Полное обозначение номинальной емкости должно состоять из значения номинальной емкости по ГОСТ 2519—67 и обозначения единицы измерения. Кодированное обозначение номинальной емкости должно состоять из трех или четырех знаков, включающих две или три цифры и букву. Буква кода обозначает множитель, составляющий значение емкости, и определяет положение запятой десятичной дроби. Буквами p, n, μ, m, F обозначаются множители 10^{-12}, 10^{-9}, 10^{-6}, 10^{-3}, 1 соответственно для значений емкости, выраженных в фарадах. Например, 5,6 пФ — 5p6; 150 пФ — 150p (n15); 3,3 нФ — 3n3; 2,2 мкФ — 2μ2; 10 мФ — 10m. Кодированные обозна-

Таблица П.2. Характеристики групп температурной стабильности емкости конденсаторов

Группа	ТКЕ, %/°С			КТНЕ, %, не более, в диапазоне температур		Маркировка		
	номинальное значение	допустимые отклонения				цвет		буква
		подгруппа 1	подгруппа 2	от −60 до +20 °С	от +20 до +155 °С	покрытия	маркировочного знака	
Слюдяные конденсаторы								
А	Не нормируется			—	—	—	—	—
Б	±0,02	—	—	—	—	—	—	—
В	±0,01	—	—	—	—	—	—	—
Г	±0,005	—	—	—	—	—	—	—
Керамические, стеклянные и стеклокерамические конденсаторы								
П100 (П120)	+0,01	+0,012 −0,004	±0,004	−2	+2	Синий	—	A
П60	+0,006	−0,012 −0,004	±0,004	−1,5	+2	Серый	Красный	G
П33	+0,0033	+0,012 −0,004	±0,003	−1	+1	»	—	N
МПО		−0,012 −0,004	±0,003	±1	±1	Голубой	Черный	C
М33	−0,0033	+0,012 −0,004	±0,003	+1	−1	»	Коричневый	H
М47	−0,0047	+0,012 −0,004	±0,004	+1,5	−1,5	»	—	M

М75	—0,0075	+0,012 —0,004	±0,004	+2	—2	»	Красный	L
М150	—0,015	+0,012 —0,004	±0,004	+3	—3	Красный	Оранжевый	P
М220	—0,022	+0,012 —0,004	±0,004	+4	—4	»	Желтый	R
М330	—0,033	+0,012* —0,006	±0,006*	+6	—6	»	Зеленый	S
М470	—0,047	+0,012 —0,009	±0,009	+8	—8	»	Синий	T
М750 (М700)	—0,075	+0,025 —0,012	±0,012	+12	—12	»	—	U
М1500 ((М1300)	—0,150	±0,025	±0,025	+25	—25	Зеленый	—	V
М2200	—0,22	—	±0,05	+40	—40	»	Желтый	K
М3300	—0,33	—	±0,1	+60	—60	—	—	Y

Примечании: 1. Конденсаторы могут быть покрыты эмалью любого цвета с маркировкой буквами и цифрами или двумя рядом расположенными знаками (точки или полоски). При этом конденсаторы групп П100, П33, М47, М750. М1500 должны иметь цветной знак, соответствующий цвету покрытия конденсатора. Для других групп цвет первого знака должен соответствовать цвету покрытия, а второго — цвету, указанному в графе «Цвет маркировочного знака». В последнем случае площадь первого знака должна быть приблизительно в два раза больше площади второго. 2. Маркировочный знак на трубчатых конденсаторах помещается со стороны вывода внешнего электрода.

* Для стеклокерамических конденсаторов $^{+0,012}_{-0,01}$ и ±0,01 соответственно.

Таблица II.3. Допустимое изменение емкости конденсаторов с диэлектриком из низкочастотной керамики относительно емкости при 20 °C в диапазоне температур от —60 до +85 °C

Группа	Допустимое изменение емкости, %	Маркировка	
		Цвет точки на корпусе оранжевого цвета	Буква
H10	±10	Черный	B
H20	±20	Красный	Z
H30	±30	Зеленый	D
H50	±50	Синий	X
H70	±70	—	E
H90	±90	Белый	F

чения допустимых отклонений емкости от номинальной приведены в табл. II.4.

Полное обозначение номинального напряжения конденсатора составляется из значения номинального напряжения по ГОСТ 9665—77 и обозначения единицы измерения (*V* — для напряжений до 800 В, *kV* — для напряжений 1 кВ и выше). Кодированные обозначения номинального напряжения конденсаторов приведены в табл. II.5. Полные и кодированные обозначения групп по температурной стабильности емкости приведены в табл. II.2.

Кодированные обозначения номинальной емкости и допустимых отклонений емкости маркируют на конденсаторе одной строчкой без

Таблица II.4. Кодированные обозначения допустимых отклонений емкости и сопротивления от номинальных

Допустимое отклонение, %	Кодированное обозначение		Допустимое отклонение, %	Кодированное обозначение		Допустимое отклонение, %	Кодированное обозначение	
	новое	старое		новое	старое		новое	старое
±0,001	E	—	±0,25	C*	—	±30	N	Ф
±0,002	L	—	±0,5	D*	Д	—10...+30	Q	—
±0,005	R	—	±1	F*	Р	—10...+50	T	Э
±0,01	P	—	±2	G	Л	—10...+100	Y	Ю
±0,02	U	—	±5	J	И	—20...+50	S	Б
±0,05	X	—	±10	K	С	—20...+80	Z	А
±0,1	B*	Ж	±20	M	В	+100	—	Я

* Допустимые отклонения емкости, выраженные в пикофарадах, кодируются такими же буквами.

Таблица II.5. Кодированные обозначения номинального напряжения конденсаторов

Номинальное напряжение, В	Кодированное обозначение	Номинальное напряжение, В	Кодированное обозначение	Номинальное напряжение, В	Кодированное обозначение
1,0	I	25	G	160	Q
1,6	P	32	H	200	Z
2,5	M	40	S	250	W
3,2	A	50	J	315	X
4,0	C	63	K	350	T
6,3	B	80	L	400	Y
10	D	100	N	450	U
16	E	125	P	500	V
20	F				

разделительных знаков. На малогабаритных конденсаторах обозначение допустимых отклонений емкости может быть в другой строчке (под обозначением номинальной емкости). Кодированные обозначения других данных проставляют после буквы, обозначающей допустимые отклонения емкости, в порядке, установленном ГОСТ или ТУ на конкретные конденсаторы.

Для маркировки группы ТКЕ использовался также цветной код — окраска корпуса в определенный цвет (табл. II.2), а для маркировки допустимых изменений емкости при изменении температуры — цветной код в виде точки определенного цвета (табл. II.3).

2. Конденсаторы постоянной емкости

Слюдяные конденсаторы выпускаются с обкладками из фольги, а также с обкладками, выполненными способом металлизации. Последние имеют меньшие размеры. Для защиты от воздействия влаги конденсаторы опрессовывают пластмассой (тип КСО) или герметизируют, покрывая эпоксидными компаундами (тип К31-11) либо заключая в специальный корпус (тип СГМ). Конденсаторы типа СГМ являются наиболее влагостойкими, но имеют большие размеры и высокую стоимость. Слюдяные конденсаторы характеризуются высокими электрическими показателями и применяются в качестве контурных, переходных, разделительных, блокировочных, а также в различных фильтрах.

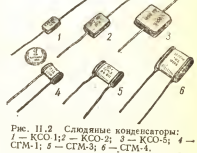


Рис. II.2 Слюдяные конденсаторы: *1* — КСО-1; *2* — КСО-2; *3* — КСО-5; *4* — СГМ-1; *5* — СГМ-3; *6* — СГМ-4.

Таблица II.6. **Основные параметры слюдяных конденсаторов**

Тип	Номинальная емкость, пФ	Номинальное напряжение, В	Допустимая реактивная мощность, В · А	Группа по ТКЕ	Размеры (без выводов), мм
КСО-1	51...750 100...750	250 250	5 5	Б, В Г	13×7×4,5
КСО-2	100...2400 100...680	500 500	10 10	Б, В, Г А	18×11×5,5
КСО-5	470...6800 7500...10000	500 250	20 20	А, Б, В, Г А, Б, В, Г	20×20×9
СГМ-1	100...550	250	5	Б, Г	15×9,5×6
СГМ-2	620...1200	250	5	Б, Г	15×10×7
СГМ-3	100...4300 100...3000 100...1500	500 1000 1500	10 10 10	Б, Г Б, Г Б, Г	19×13,5×7,5
К31-11-1	51...470	250	5	А, Б, В, Г	12×7×5
К31-11-2	100...1500	500	10	А, Б, В, Г	17×10×5
К31-11-3	750...10000	500	20	А, Б, В, Г	19×19×5

Таблица II.7. Основные параметры керамических, стеклянных, стеклокерамиче

Тип	Пределы номинальной емкости, пФ	Допустимое отклонение емкости от номинальной, %	Номинальное напряжение при температуре до +85 °С, В
Керамические			
КЛГ	18...2000	2,5; 10; 20	160; 250
	1000...10000	20	160; 250
	4700...22000	От +80 до −20	70; 160
КЛС	8,2...3000	5; 10; 20	80; 125; 200
	680...100000	От +80 до −20; 20	35; 50; 80...200
КМ	16...5600	5; 10; 20	160; 250
	680...68000	От +50 до −20	100; 160; 250
	15000...150000	От +80 до −20	50
КМ-6	120...15000	5; 10; 20	50
	10000...150000	От +50 до −20	25; 35
	22000...2200000	От +80 до −20	25
КД	1...270	2; 5; 10; 20	30; 80; 100...500
	330...6800	От +50 до −20	160, 300
КДУ	1...47	10; 20	500
КДО	3,3...100	20	400
	1500; 2200	От +80 до −20	400
КО	6,8...330	20	500
	1000...4700	От +80 до −20	500
КТ	1...750	2; 5; 10; 20	80...750
	680...10000	От +80 до −20	80, 160; 300
КТП	5,6...470	10; 20	400; 500; 750
	1500...15000	От +80 до −20	
КТПМ-Е	5,6...390	10; 20	200
	680...3000	От +80 до −20	100; 160
К10У-5	10000...2,2 · 10^6	От +80 до −20	3,2; 10; 25
	6800...470000	От +80 до −20	10; 25; 50
К10-7В	15...1000	5; 10; 20	50
	680...10000	От +50 до −20	50
	1500...68000	От +80 до −20	50
К10-17	2,2...39000	5; 10; 20	25; 50
	470...680000	От +50 до −20	25; 50
	4700...1,5 · 10^6	От +80 до −20	25; 50
К10-19	1...130	5; 10; 20	32; 80
	680...2200		32
К10-23	2,2...3000	5; 10; 20	16
	680...33000	От +50 до −20	16
К10-26	1,2...274	1	50
К10-28	(0,22...1) 10^6	От +50 до −20; 20	50
К10-36	1500...68000	От +50 до −20	50
К10-40	3300...22000	От +80 до −20	50
Стеклянные			
К21У-2	10...3000	5; 10; 20	125...1000
К21У-3	9,1...5600	2; 5; 10; 20	250
К21-5	2,2...330	5; 10	160
К21-7	56...20000	5; 10; 20	50
К21-8	9,1...1500	5; 10; 20	250
К21-9	2,2...10000	2; 5; 10; 20	25...500
Стеклокерамические			
СКМ-1	10...360	2; 5; 10; 20	250
	680...1500		125
СКМ	51...1000	2; 5; 10; 20	250; 500
	1000...5100		125; 250
К22У-1	22...3900	5; 10; 20	35...250
	680...15000	От +50 до −20	12...100
К22-5	75...39000	5; 10; 20	25
	470...120000	10; 20	25

Допустимая реактивная мощность, В · А	Группы по ТКЕ	Диапазон рабочих температур, °С		Примечание
		от	до	
60...150	М47, М75, М700, М1300	—60	+125	1; 3; 7
3...7,5	Н30	—60	+100	1; 4; 7
3...7,5	Н70	—60	+85	1; 4
75...175	М47, М75, М750, М1500	—60	+85	1; 3; 7
3,75...8,75	Н30, Н50, Н70, Н90	—60	+85	1; 4; 7
10...40	П33, МП0, М47, М75, М750, М1500	—60	+155	1; 3
0,5...2	Н30	—60	+125	1; 4
0,5...2	Н90	—60	+85	1; 4
10...30	П33, М47, М75, М750, М1500	—60	+155	1; 3
0,5...1,5	Н30, Н50	—60	+125	2; 4
0,5...1,5	Н90	—60	+85	2; 4
20...100	П120, П33, М47, М150, М1500	—60	+155	1; 3; 5
1...5	Н30, Н70	—40	+85	1; 4
40...100	П100, П33, М47, М700	—60	+85	2; 3; 5
75	П120, М47, М75, М700, М1300	—60	+85	1
	Н70	—40	+85	1
50; 75	П120, М47, М75, М700, М1300	—60	+85	1
2; 4	Н70	—60	+85	1
20...600	П100, П33, М47, М75, М700, М1300	—60	+125	1; 3; 5
1...30	Н70	—40	+85	1; 4
10...70	П100, М47, М75, М750, М1500	—60	+85	1; 4
2,5...3,5	Н70	—60	+85	
30; 40; 50	П120, М47, М75, М750, М1500, М2200	—60	+85	
1,5; 2; 2,5	Н30	—60	+85	
0,2...2,5	Н50	—60	+85	1; 4
0,2...1,5	Н90	—60	+85	1; 4
20...100	П33, МП0, М47, М75, М750, М1500	—40	+85	1; 3
1...5	Н30	—40	+85	1; 4
1...5	Н70, Н90	—40	+85	1; 4
1...40	П33, М47, М75, М750, М1500	—60	+125	1; 5
0,05...1,5	Н50	—60	+125	1
0,05...1,5	Н90	—60	+85	1
20; 30; 40	П100, П33, М47, М75, М750, М1500	—60	+125	1; 5
—	Н70	—60	+85	1; 4
20	П33, М47, М75, М750, М1500	—60	+85	1; 5
1	Н30	—60	+85	1; 4
20	МП0	—60	+85	1; 3
0.5; 1	Н30	—60	+85	1; 4
0,5; 1; 1,5	Н30	—60	+85	1; 4
5	Н70	—60	+85	1; 4
5; 10	П120, МП0	—60	+200	1; 6; 8
25...100	П33, МП0	—60	+200	1; 3
10	МП0, М47, М75, М330	—60	+100	1; 6; 8
10...50	П120	—60	+155	1; 3
10...40	П60, П33, МП0, М47, М75, М150, М330	—60	+155	1; 8
40...200	П100, П33, МП0, М47, М75, М150, М220	—60	+125	1; 3
30; 40	МП0, М47, М330	—60	+125	1; 8
1	Н30	—60	+100	1; 4
40, 55	МП0, М47, М330	—60	+125	1; 8
1; 1,5	Н30	—60	+100	1; 4
15; 20; 30	МП0, М47, М330	—60	+85	1; 3
0,8; 1; 1,5	П30	—60	+85	2; 4
20...60	М75, М470	—60	+85	1; 3
5...15	Н10	—40	+85	2; 4

Тип	Пределы номинальной емкости, пФ	Допустимое отклонение емкости от номинальной, %	Номинальное напряжение при температуре до +85 °С, В
Стеклоэмалевые			
КС	9,1...1000	2; 5; 10; 20	300; 500

Примечание. Цифры в графе «Примечание» обозначают: 1 — для работы в постоянного и переменного токов; 3 — для использования в качестве контурных, ных и блокировочных; 5 — допустимые отклонения емкости от номинальной не ме применяется цветной код (зеленый — 70 В, фиолетовый — 160 В, желтый—250 В, группы Н30, для которых: коричневый — 100 В, черный — 160 В, без маркиров-

Внешний вид некоторых слюдяных конденсаторов показан на рис. II.2, а основные параметры приведены в табл. II.6. Сопротивление изоляции слюдяных конденсаторов — 7,5...50 ГОм, добротность превышает 1000 (для конденсаторов с емкостью более 200 пФ). Значе-

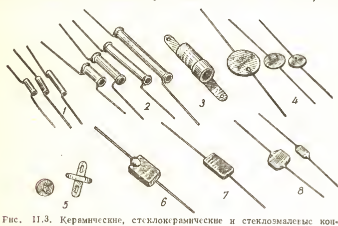


Рис. II.3. Керамические, стеклокерамические и стеклоэмалевые конденсаторы:
1 — КТ-1; 2 — КТ-2; 3 — КТ-3; 4 — КД; 5 — КДУ; 6 — СКМ; 7 — КС; 8 — КЛС.

ния ТКЕ приведены в табл. II.2. Слюдяные конденсаторы типа К31-11 выпускаются с допусками ± 5; ± 10; ± 20 %, типов КСО и СГМ — с допусками ± 2; ± 5; ± 10; ± 20 %, кроме КСО группы А по ТКЕ, которые не выпускаются с допуском ± 2 %.

Керамические конденсаторы представляют собой пластинки, диски или трубки из керамики с нанесенными на них электродами из металла. Для защиты от влаги эти конденсаторы окрашивают эмалями или герметизируют, покрывая эпоксидными компаундами либо заключая в специальный корпус. Внешний вид некоторых керамических конденсаторов показан на рис. II.3, чертежи внешнего вида — на рис. II.4, а основные параметры — в табл. II.7.

Конденсаторы, в которых диэлектриком служит высокочастотная керамика, характеризуются высокими электрическими показателями

Допустимая реактивная мощность, В · А	Группы по ТКЕ	Диапазон рабочих температур, °С		Примечание
		от	до	
15...200	П60, МП0, М47; М150			2; 3; 6

цепях постоянного, переменного и пульсирующего токов; 2 — для работы в цепях разделительных и блокировочных; 4 — для использования в качестве разделитель-иее 0,4 пФ; 6 — не менее 1 пФ; 7 — для маркировки номинального напряжения коричневый — 125 В, черный — 200 В, без маркировки — 80 В, кроме конденсаторов кн — 50 В). 8 — выпускаются с проволочными выводами и без них.

и сравнительно небольшой стоимостью. Сопротивление изоляции этих конденсаторов при 20 °С превышает 5...10 ГОм, добротность на частотах порядка 1 МГц составляет 700...800. Конденсаторы, в которых

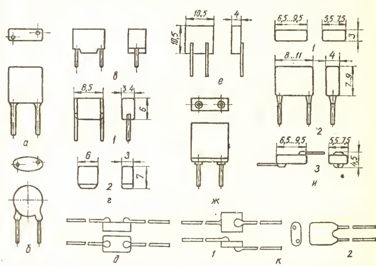


Рис. II.4. Керамические, стеклянные и стеклокерамические конденсаторы;
а — К10-7В, К10-36, К22 5; *б* — К10У-5, К10-19; *в* — К10-17, К10-23; *г* — К21-5; *д* — К21У-2а; *е* — К10-26; *ж* — К10-28, К21-7; *и* — К22У-1; *к* — К21-8, К21-9 (*1—3* — варианты конструкции).

диэлектриком является низкочастотная керамика, отличаются большой удельной емкостью и малой стоимостью. Сопротивление изоляции этих конденсаторов при 20 °С — не менее 1...3 ГОм, добротность — 30...40 (измеряется на частоте 1 кГц). ТКЕ этих конденсаторов не нормируется. Их температурная стабильность характеризуется относительным изменением емкости в диапазоне температур (см. табл. II.3). Конденсаторы с низкой добротностью применяются в цепях, где потери энергии не имеют большого значения, а изменение емкости мало влияет

Таблица II.8. Основные параметры металлобумажных, пленочных и метал

Тип	Корпус	Пределы номинальной емкости	Допустимое отклонение емкости от номинальной, %	Номинальное напряжение, В
Металлобумажные				
МБМ	ЦМ	0,05 ... 1 мкФ	10; 20	160
К-42П-5		0,01 ... 30 мкФ	10	35
К42У-2		0,047 ... 1 мкФ	10; 20	160
Полистирольные с фольговыми обкладками				
ПМ	—	100 пФ ... 0,01 мкФ	5; 10; 20	63
К70-6	—	22 пФ ... 0,1 мкФ	1; 2; 5; 10; 20	35; 63
К70-7	ПМ, ПП	0,01 ... 0,5 мкФ	0,25; 0,5; 1; 2	100
К-71-8	ЦМ	22 пФ ... 0,01 мкФ	2; 5; 10; 20	63
Полистирольные с металлизированными обкладками				
К71-3	ПМ	4 ... 10 мкФ	1; 2; 5; 10	160
К71-4	ЦП	1,2 ... 10 мкФ	2; 5; 10; 20	160
К71-5	ЦМ	0,01 ... 1 мкФ	2; 5; 10	160
Полиэтилентерефталатные с металлизированными об				
К73П-3	—	0,05 ... 1 мкФ	10; 20	160
К73-11	ЦМ	0,068 ... 22 мкФ	5; 10; 20	63; 160
К73-16	ЦМ	0,047 ... 22 мкФ	5; 10; 20	63; 100; 160
К73-17		0,01 ... 4,7 мкФ	5; 10; 20	63; 100; 160
Полиэтилентерефталатные с фольговыми обкладками				
К73-9	ПП	0,001 ... 0,47 мкФ	5; 10; 20	100
К73-15	ЦМ	4700 пФ ... 0,47 мкФ	5; 10; 20	100; 160
К74-5	ПМ	0,001 ... 0,22 мкФ	10; 20	50
Лакопленочные				
К76П-1	ЦМ	0,47 ... 22 мкФ	5; 10; 20	63
К76-2	ЦМ	0,47 ... 22 мкФ	5; 10; 20	100
К76-4	ЦМ	0,47 ... 10 мкФ	5; 10; 20	25
К76-5	ЦМ		5; 10; 20	25
Поликарбонатные с металлизированными обкладками				
К77-1	ЦМ	0,22 ... 22 мкФ	0,5; 1; 2; 5; 10; 20	63
		0,1 ... 3,9 мкФ	2; 5; 10; 20	100
К77-2		0,056 ... 2,2 мкФ	2; 5; 10; 20	63
		0,01 ... 0,047 мкФ	2; 5; 10; 20	100

Примечания: 1. В графе «Корпус» буквы обозначают: ПМ — прямоугольный ческий. 2. Допустимый уровень переменной составляющей напряжения приведен для пях постоянного, переменного и пульсирующего токов; 4 — для работы в цепях по ются и с более высоким номинальным напряжением.

лопленочных конденсаторов с номинальным напряжением не более 160 В

Допустимый уровень переменной составляющей напряжения, %	Диапазон рабочих температур, °C		Изменение емкости по отношению к емкости при 20 °C, %, не более		Примечание
	t_{min}	t_{max}	при t_{min}	при t_{max}	
5	−60	+70	−15	±10	3; 6
5	−40	+50	−10	±5	3
5	−60	+70	+3; −15	±10	3
100	−60	+70	+2	−1,25	3
100	−40	+85	+1,2	−1,2	3
20	−60	+60	+1,6	−0,8	3; 6
100	−60	+85	+1,6	−1,7	
	−60	+100			3
	−60	+85	+1,2	−1	3; 5; 6
85	−60	+85	+1,2	−1	3; 5
кладками					
35	−60	+125	−14	+16	3
4	−60	+125	−10	+20	3; 6
37 ... 100	−60	+125	−10	+20	3
	−60	+125			3; 6
5	−60	+100	−10	+10	3
63	−60	+100	−10	+10	3; 6
25	−20	+70	±5	±5	4
15	−60	+70	−10	+6	3
18	−60	+85	−5	+5	3
30	−60	+70	±10	±8	3
30	−60	+70	−10	+6	3
50	−60	+125	−2,5	+1	3
50					
100	−60	+100	−2,5	+1,2	3
100					

металлический; ПП — прямоугольный пластмассовый; ЦМ — цилиндрический металли-
частоты 1000 Гц. 3. В графе «Примечание» цифры обозначают: 3 — для работы в це-
стоянного и пульсирующего тока; 5 — для работы в импульсном режиме; 6 — выпуска-

на работу аппаратуры, например в качестве разделительных или блокировочных.

Сравнительно большой удельной емкостью обладают низковольтные конденсаторы на основе тонких пленок (К10-7В, К10-17, К10-23 и др.). Обкладки этих конденсаторов выполняются в виде слоя серебра, нанесенного на керамические пластинки (пленки).

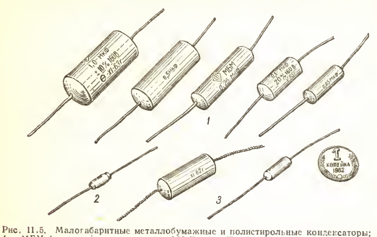


Рис. 11.5. Малогабаритные металлобумажные и полистирольные конденсаторы; *1* — МБМ (номинальное напряжение 160 В); *2* — ПМ-1; *3* — ПМ-2 (5100 и 510 пФ).

Таблица 11. 9. Размеры и масса пленочных конденсаторов с номинальным напряжением не более 160 В

Тип	Модификация	Размеры $D \times L$ (рис. 11. 6), мм, не более, конденсаторов		Масса, г, не более, конденсаторов	
		минимальной массы	максимальной массы	минимального объема	максимального объема
К70-6	—	3 × 10	13 × 33	0,3	7
К70-7	1	25 × 20 × 12,5*	50 × 35 × 25*	20	85
К71-4	—	24 × 48	45 × 85	35	200
К71-5	1	6 × 19,5	9 × 19,5	2	4
	2*²	10 × 19,5	30 × 26,5	4	30
К71-8	—	5 × 14	13 × 36	0,8	12
К73П-3	—	10 × 11 × 11*	22 × 11 × 22*	3	10
К73-9	1,2	12 × 4 × 6*	24 × 13 × 18*	0,5	8
К73-11	1	6 × 13	11 × 17	1,5	3,5
	2	11 × 18	22 × 44	5	28
К73-15	—	5 × 16	14 × 40	1,2	13
К73-16	—	6 × 18	22 × 48	2	35
К74-5	—	5 × 2,3 × 13,5*	16,5 × 10 × 17*	0,4	5,5
К76П-1	1	7 × 32	22 × 48	5	50
	2	7 × 32	22 × 48	4	35
К76-2	—	7 × 32	24 × 48	4	62
К76-4	—	6 × 19	12 × 45	3	16
К76-5	—				
К77-1	—	8 × 21	28 × 48	7	80
К77-2а	1	6 × 15	9 × 20	2	30
	2*²	10 × 20	14 × 30	6	10
К77-2б	1	6 × 17	14 × 31	2	10

* Размеры $L \times B \times H$ (рис. II. 6).
*² С тремя выводами.

Конденсаторы с небольшим ТКЕ (термостабильные) применяются в контурах гетеродинов повышенной стабильности и узкополосных избирательных систем, а конденсаторы с отрицательным ТКЕ — для термокомпенсации изменений резонансной частоты контуров.

Стеклянные конденсаторы представляют собой монолитные спеченные блоки из чередующихся слоев стеклянной пленки и алюминиевой фольги. Для защиты от воздействия влаги конденсаторы покрываются стеклянной пленкой. Добротность стеклянных конденсаторов на частоте порядка 1 МГц — 500...700, сопротивление изоляции — 10... ...50 ГОм и больше. Они выпускаются с проволочными выводами и без

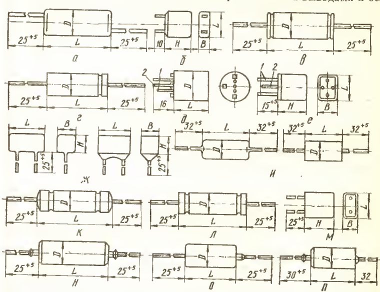


Рис. II.6. Пленочные конденсаторы:
а — К70-6; *б* — К70-7 (одна из 9 модификаций); *в* — К71-4, К76П-1 (вариант «б»), К77-2 (вариант «б»); *г* — 71-8; *д* — К71-5 (одна из двух модификаций); К77-2 (одна из трех модификаций); *е* — 73П-3; *ж* — К73-9 (нормальное и тропическое исполнение); *и* — К73-11 (нормальное и тропическое исполнение); *к* — К73-15; *л* — К73-16; *м* — К74-5; *н* — К76П-1 (вариант «в»), К77-1, К76-2; *о* — К76-4; *п* — К76-5 (*1* — контактные выводы, *2* — монтажные выводы).

них. В последнем случае их припаивают к проводникам печатной платы торцевыми поверхностями, к которым подсоединены обкладки. Удельная емкость стеклянных конденсаторов примерно такая же, как конденсаторов на основе высокочастотной керамики. Чертежи внешнего вида стеклянных конденсаторов приведены на рис. II.4, а основные параметры — в табл. II.7.

Стеклокерамические конденсаторы по конструкции подобны стеклянным. Диэлектриком в них служит стекло с добавкой высокочастотной керамики. По электрическим свойствам эти конденсаторы близки к керамическим и стеклянным (см. табл. II.7). Чертежи внешнего вида стеклокерамических конденсаторов приведены на рис. II.4.

Стеклоэмалевые конденсаторы по конструкции также подобны стеклянным. Диэлектриком в них служит стекловидная эмаль, а обкладками — слои серебра. Стеклоэмалевые конденсаторы характеризуются высоким сопротивлением изоляции (более 20 ГОм при темпера-

туре 20 °С), большой добротностью (до 700 на частотах порядка 1МГц), повышенной теплостойкостью (см. табл. II.7). Их внешний вид показан на рис. II.3.

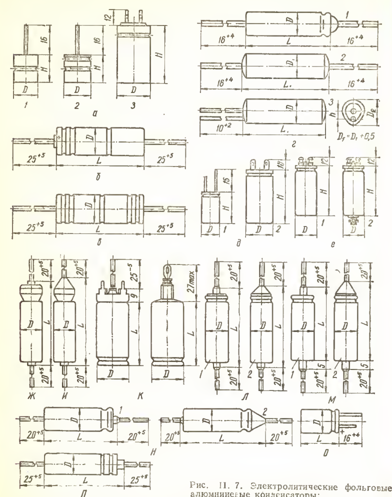


Рис. II. 7. Электролитические фольговые алюминиевые конденсаторы:

а — К50-6; *б* — К50-15 (полярный); *в* — К50-15 (неполярный); *г* — К50-9; *д* — К50-16; *е* — К50-18; *ж* — К50-3 (одна из модификаций); *и* — К50-3А, К50-3Б (одна из модификаций); *к* — К50-3, К50-3А. К50-3Б (вторая и третья модификации), К50-7 (первая и вторая модификации), К50-12 (третья и четвертая модификации), К50-20 (третья и четвертая модификации): *л* — К50-12 (первая и вторая модификации); *м* — К50-20 (первая и вторая модификации); *н* — К50-29, К50-31 (первая и вторая модификации); *о* — К50-35; *п* — К50-24.

Металлобумажные конденсаторы характеризуются значительно большей удельной емкостью, чем бумажные. Диэлектриком в них служит лакированная конденсаторная бумага, обкладками — слои

металла толщиной меньше микрометра, нанесенные на одну сторону бумаги. Корпусы выполнены в виде цилиндров из алюминия (рис. II.5), герметизированы на торцах эпоксидной смолой. Основные параметры металлобумажных конденсаторов приведены в табл. II.8. Сопротивление изоляции этих конденсаторов с номинальной емкостью до 0,1 мкФ составляет 2...5 ГОм, добротность — около 70.

Пленочные и металлопленочные конденсаторы. Диэлектриком в пленочных и металлопленочных конденсаторах является тонкая пленка из пластмассы (полистирол, фторопласт и др.) или лака. Обкладки пленочных конденсаторов — металлическая фольга, металлопленочных — тонкий слой металла, нанесенный на пленку.

Конденсаторы с пленочным диэлектриком характеризуются большой добротностью (до 2000), большим сопротивлением изоляции (до 10^5 ГОм) и высокой стабильностью (ТКЕ = 0,02...0,06 %/°С). Пара-

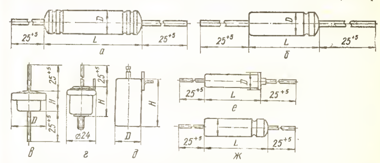


Рис. II.8. Электролитические объемно-пористые конденсаторы:
а — ЭТ, ЭТН; *б* — К52-1, К52-1Б. *в* — ЭТО, К52-2, К52-5 (первая модификация); *г* — К52-7А; *д* — К52-5 (вторая модификация); *е* — К52-9; *ж* — К52-10.

метры пленочных конденсаторов приведены в табл. II.8, размеры и масса — в табл. II.9, а чертежи — на рис. II.6.

Электролитические, полупроводниковые и металлические оксидные конденсаторы в качестве диэлектрика содержат оксидный слой на металле, являющемся одной из обкладок (анодом). Вторая обкладка (катод) — электролит (в электролитических конденсаторах), слой полупроводника (в полупроводниковых) или металла (в металлических), нанесенный непосредственно на оксидный слой. Аноды фольговых оксидных конденсаторов изготовляются из алюминиевой, танталовой или ниобиевой фольги, объемно-пористых конденсаторов — из металлического порошка (путем спекания).

Оксидные конденсаторы отличаются большой удельной емкостью, большими токами утечки и большими потерями. При одинаковых номинальных напряжениях удельная емкость объемно-пористых конденсаторов (ЭТО, К52) больше, чем фольговых. Танталовые конденсаторы могут работать при более высоких температурах, их емкость меньше изменяется при изменении температуры, токи утечки у них меньше. Полупроводниковые оксидные конденсаторы могут работать при более низких температурах, чем электролитические.

Проводимость широко распространенных полярных оксидных конденсаторов сильно зависит от полярности приложенного напряжения, поэтому они используются лишь в цепях постоянного и пульсирующего токов. Изготовляются также неполярные оксидные конденсаторы, в которых обе обкладки содержат оксидный слой. Переменная состав-

Таблица II. 10. **Основные параметры электролитических конденсаторов с номинальным напряжением не более 160 В**

Тип	Пределы номинальной емкости, мкФ	Допустимое отклонение емкости от номинальной, %	Номинальное напряжение, В	Допустимый уровень переменной составляющей напряжения*2, %	Диапазон рабочих температур, °C		Изменение емкости по отношению к емкости при 20° C, %, не более	
					t_{min}	t_{max}	при t_{min}	при t_{max}
К50-3	1 ... 5000	От +50 до −20	6 ... 160*	6 ... 20	−40	+70	−50	+30
		От +80 до −20						
К50-3А	1 ... 1000	От +50 до −20	12 ... 160*	8 ... 25	−60	+85	−50	+30
К50-3Б	1 ... 5000	От +50 до − 20	6 ... 160*	6 ... 15	−40	+70	−50	+30
К50-6	1 ... 10000	От +80 до −20	6 ... 160	3 ... 25	−10	+70	—	+35 −10
К50-7	20 ... 500	От +80 до −20	50; 160*	5 ... 20	−10	+85	—	+25
К50-9	0,5 ... 20	От +100 до −20	3; 6	20	−20	+60	−50	+40
К50-12	1 ... 5000	От +80 до −20	6,3 ... 160*	6 ... 20	−20	+70	−40	+30
К50-15	2,2 ... 680	От +50 до −20	6,3 ... 250	5 ... 20	−60	+125	−60	+30
		От +80 до −20						
К50-16	2 ... 5000	От +80 до −20	6,3 ... 25	2,5 ... 20	−20	+70		
	0,5 ... 2000	От +80 до −20	50 ... 160					
К50-18	1000 ... 470000	От +50 до −20	3 ... 160*	10	−25	+70	—	+20
К50-20	1 ... 5000	От +80 до −20	6,3 ... 160*	3 ... 16	−40	+70	−50	+30

К50-24	2,2 ... 10000	От +50 до −20	6,3 ... 160	20	−25	+70	−50	+35
К50-29	1 ... 1000	От +50 до −20	6,3 ... 160	12 ... 40	−60	+85	—	+30
К50-31	1 ... 1000	От +50 до −20	6,3 ... 160	6 ... 40	−40	+70	—	+30
К50-34	6800 ... 150000	От +50 до −20	6,3 ... 63		−40	+85	—	$^{+50}_{-10}$
К50-35	1 ... 4700	От +50 до −20	6,3 ... 160	4 ... 25	−40	+70		
К52-1	1,5 ... 470	±10; ±20; ±30	3 ... 100	8 ... 20	−60	+85	−70	+30
К52-1Б	3,3 ... 680	От +50 до −20	6,3 ... 100	8 ... 20	−60	+85	−70	+30
К52-2	10 ... 1000	±10; ±20; ±30 От +50 до −20	6 ... 90	5 ... 20	−60	+155	− (30 ... 75)	+ (15 ... 45)
К52-5	6,8 ... 330	От +50 до −20	15 ... 150*		−60	+200	−30	+30
К52-7А	330 ... 2200	±10; ±20; ±30	16 ... 63	4 ... 18	−60	+125	−75	− (10 ... 35)
К52-8	33 ... 330		6,3 ... 100		−60	+125		
К52-9	1,5 ... 470	±10; ±20; ±30; от +50 до −20	6,3 ... 125	12 ... 30	−60	+125	− (15 ... 70)	20 ... 30
К52-10	6,8 ... 560	±10; ±20;	6,3 ... 50	7 ... 20	−60	+85	− (20 ... 80)	−5 ... (20 ...30)
ЭТ	5 ... 500	±20; ±30;	6 ... 150	20 ... 30	−60	+100	−50	+30
ЭТН	5 ... 70	От +50 до −20	30 ... 100	20 ... 30	−60	+100	−30	+40
ЭТО-1	10 ... 80	±10; ±20; ±30	6 ... 90	5 ... 10	−60	+155	−60	+45
ЭТО-2	100 ... 1000	От +50 до −20	6 ... 90	5 ... 10	−60	+155	−60	+45

* Конденсаторы выпускаются и с более высоким номинальным напряжением.
** При частоте 50 Гц. Зависит от номинальной емкости и номинального напряжения.

Таблица II. II. Основные параметры полупроводниковых и металлических оксидных конденсаторов

Тип	Пределы номинальной емкости, мкФ	Допустимое отклонение емкости от номинальной, %	Номинальное напряжение, В	Допустимый уровень переменной составляющей напряжения, %	Диапазон рабочих температур, °С		Изменение емкости по отношению к емкости при 20 °С, %, не более	
					t_{min}	t_{max}	при t_{min}	при t_{max}
КОПП	4,7...100	От +50 до −20	6; 15; 30	20	−60	+85	−35	+40
К53-1	0,033...100	±10; ±20; ±30	6...30	20...40	−80	+125	−15	+15
К53-4	0,47...100	±10; ±20; ±30	6...20	20	−60	±85	−35	+35
К53-4А	0,1...330	±10; ±20; ±30	6,3...50	20	−60	+85	−25	+25
К53-6А	4,7...100	От +50 до −20	6; 15; 30	20	−60	+125	−15	+15
К53-14	0,033...100	±10; ±20; ±30	6,3...30	15...40	−60	+85	−20	+20
К53-16А	0,01...10	±20; ±30	1,6...30	20	−60	+85	−25	+20
К53-18	0,033...1000	±10; ±20; ±30	6...40	10...40	−60	+125		
К53-22	0,1...100	±20; ±30	3...50	20	−60	+155	−25	+25
К53-25	1...150	±20; ±30	6,3...40	40	−60	+125	−20	+25
К53-27	0,47...330	±10; ±20; ±30	6,3...40	20...40	−60	±85	−25	+25
К53-28	1...150	±20; ±30	6,3...40	30	−60	+125	−20	+25
К53-29	4,7...1000	±10; ±20; ±30	6,3...20	10...20	−60	+85	—	$^{+15}_{-5}$
К53-30	0,1...15	±20; ±30	1,6...32	20	−60	+85	−25	+20
К54-2	0,01...0,022	±10; ±20	100	30	−60	+300	−5	+15

Таблица II.12. Размеры и масса оксидных конденсаторов с номинальным напряжением не более 160 В

Тип	Модификация	Размеры $D \times L$ (H) (рис. II.7—II.9), мм, конденсаторов		Масса, г, не более, конденсаторов	
		минимальной массы	максимальной массы	минимального объема	максимального объема
К50-3	1	4,5×19	8,5×33	1,5	4
	2	12×30	17×42	7,5	17,5
	3	25×40	32×62	46	84
К50-3А, К50-3Б	1	6×22	8,5×36	2,5	4,2
	2	12×30	17×42	7,5	17,5
	3	25×40	32×62	46	84
К50-6	1,2	4×13	21×45	0,6	35
	3	24×45	34×78	40	120
К50-6 неполярные	1	6×18	16×18	1,2	6,5
К50-7	1	16×28	21×35	13	25
	2	26×45	26×60	45	60
	3	26×45	30×80	45	90
К50-9	1	2,3×10,5	4,5×13,5	0,2	0,45
	2,3	2,9×11	5,5×14	0,25	0,6
К50-12	1	4,5×14	4,5×19	1	2,5
	2	6×21,5	8,5×27	3	4
	3	12×30	17×42	7,5	17,5
	4	21×40	25×56	30	56
К50-15	1	9×28	12×70	4	13
	2	9×38	9×73	5	13
К50-16	1	4×13	21×45	0,6	35
	2	24×45	30×78	40	90
К50-18		40×92	80×142	250	1300
К50-20	1	4,5×14	4,5×19	1	1,5
	2	6×21	8,5×33	2	4,5
	3	12×30	17×42	7,5	20
	4	21×40	32×52	30	75
К50-24	—	6×17	21×58	1,5	45
К50-29, К50-31	1	6×22	8,5×42	1,5	5
К50-31	2	12×34	17×60	6,5	25
	3	25×45	32×62	44	85
К50-35	—	6×12	18×45	0,8	23
К52-1	—	3×11	7,5×24	1	7,5
К52-2	—	13,5×8	24×9,5	5,5	22
К52-5	1	13,5×8	24×9,5	5,5	23
	2	17×34	27×36	30	85
К52-7А	—	18,6×16	18,6×24	45	65
К52-9	—	5,3×18	8×22	3,5	10
К52-10	—	3×11	6×20	0,8	4
ЭТ	—	8,5×44	14×67	11	30
ЭТН	—	8,5×48	14×67	15	30
ЭТО	—	13,5×10	24×12	6;5	25
К53-1А	—	3,2×7,5	7×16	7	8
К53-4	—	3,2×7,5	7×16	0,6	6
К53-4А	—	3,2×7,5	10×25	0,6	14
К53-6А	—	9×13,5	9×17,5	—	8
К53-14	—	3,2×7,5	9×16,5	0,6	5
К53-16А	—	1,7×2,7×1,2*	1,9×4,0×1,6*	0,05	0,1
К53-22	—	2,7×2,0×1,0*	6,5×4,4×3,1*	0,05	1,5
К53-25	—	4,5×4,5×1,4*	17×16×2*	0,2	3,5
К53-27	—	3,2×7,5	10×25	0,6	14
К53-28	—	10×7×3,5*	20×17×3,5*	1,5	5
К53-29	—	3,2×7,5	9×21	1,0	10
К53-30	1	4×6,5	4,5×7,5	0,3	0,5

*Размеры $L \times H \times B$ (рис. II.9).

ляющая пульсирующего напряжения не должна превышать допустимого уровня, который зависит от частоты, температуры и номинальной емкости конденсатора. Сумма амплитуды переменной составляющей и постоянного напряжения не должна превышать номинального напряжения данного конденсатора.

Оксидные конденсаторы используются в фильтрах выпрямителей в качестве блокирующих и развязывающих в цепях звуковых частот, а также в качестве переходных в УЗЧ на транзисторах.

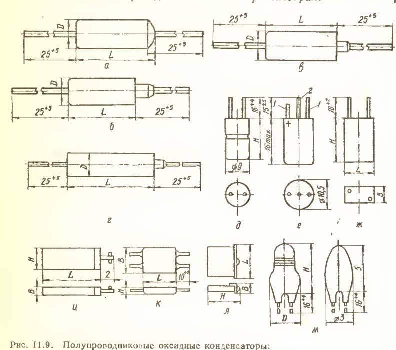


Рис. II.9. Полупроводниковые оксидные конденсаторы:

а — К53-1 (первая модификация); *б* — К53-1 (вторая модификация), К53-14; *в* — К53-27, К53-29; *г* — К53-4, К53-4А; *д* — К53-6А; *е* — КОПП; *ж* — К53-16А; *и* — К53-22; *к* — К53-23; *л* — К53-25; *м* — К53-30 (две модификации) (*1* — контактные выводы, *2* — монтажный вывод).

Основные параметры оксидных конденсаторов приведены в табл. II.10 и II.11, размеры и масса — в табл. II.12, а чертежи внешнего вида — на рис. II.7—II.9.

3. Конденсаторы подстроечные и переменной емкости

Подстроечные конденсаторы применяются в колебательных контурах для точной подгонки емкости в процессе наладки радиоаппаратуры. Наиболее высокими электрическими показателями характеризуются подстроечные конденсаторы с воздушным диэлектриком, представляющие собой миниатюрные прямоемкостные конденсаторы переменной емкости. Керамические подстроечные конденсаторы отличаются прос-

той конструкцией, небольшими размерами и невысокой стоимостью, поэтому применяются наиболее широко. Основные параметры подстроечных конденсаторов приведены в табл. II.13, а габаритные чертежи — на рис. II.10.

Конденсаторы переменной емкости применяются в качестве элементов перестройки колебательных контуров, в частности в радиоприемных устройствах. Они изготавливаются с воздушным и твердым диэлектриками. Конденсаторы с воздушным диэлектриком отличаются большей точностью установки емкости, меньшими потерями энергии и более высокой стабильностью. Конденсаторы с твердым диэлектриком характеризуются меньшими размерами. Важной характеристи-

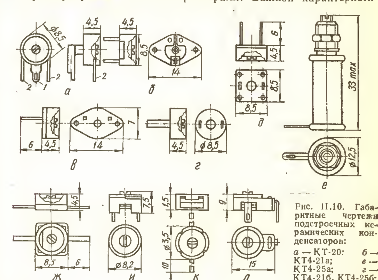


Рис. II.10. Габаритные чертежи подстроечных керамических конденсаторов: *а* — КТ-20; *б* — КТ4-21а; *в* — КТ4-25а; *г* — КТ4-21б, КТ4-25б; *д* — КТ4-25 в; *е* — КПКМТ; *ж* — КТ4-22; *и* — КТ4-23; *к* — КТ4-24; *л* — КПКМ. *1* — вывод статора, *2* — вывод ротора.

кой конденсатора переменной емкости является зависимость емкости от угла поворота подвижных обкладок (ротора), которая определяет закон изменения частоты настройки колебательного контура.

В радиоприемниках применяются прямоволновые и прямочастотные конденсаторы переменной емкости. Прямоволновые конденсаторы характеризуются квадратичной зависимостью емкости от угла поворота ротора, а прямочастотные — обратноквадратичной зависимостью. В первом случае будет равномерной шкала настройки приемника, выраженная в единицах длины волны, во втором — шкала настройки, выраженная в единицах частоты.

Из твердых диэлектриков в конденсаторах переменной емкости используются органические пленки и высокочастотная керамика. Конденсаторы с керамическим диэлектриком отличаются меньшими размерами. Конденсаторы с пленочным диэлектриком являются источниками электрического шума, обусловленного изменением емкости при вибрации и разрядами статического электричества, которое возникает в результате электризации органических пленок при вращении пластин конденсатора.

Таблица II.13. Основные параметры малогабаритных подстроечных конденсаторов

Тип	Пределы изменения емкости, пФ	Номинальное напряжение, В	ТКЕ, %/°С, или группа	Тангенс угла потерь*4	Диапазон рабочих температур, °С	
					от	до
С воздушным диэлектриком						
КПВ	4...50; 5...75; 6...100; 7...125; 8...140	160	0,005	0,001	—60	+100
1КПВМ-1...14	6,5...24*3	350	0,01	0,001	—60	+125
2КПВМ-1...12*	1,3...5,8*3					
3КПВМ-1...14*2	6,5...24*3					
КТ-2	1,5...5; 1,5...10; 1,9...15; 2,5...30; 3...50	160	0,03	0,002	—60	+125
Керамические						
КПКМ	4...15; 5...20; 6...25; 8...30	200		0,0025		
КПКМТ	2...7; 4...15; 6...25; 8...30	500	0...—0,04	0,0025	—60	+100
КТ4-20	1...5; 2...10; 3...15; 4...20	50	0...—0,02	0,002	—40	+85
КТ4-21	1...5; 2...10; 3...15; 4...20	250	0...—0,015	0,002	—60	+85
КТ4-22	0,4...2; 1...5; 2...10; 3...15; 4...20	—	М100	0,002	—60	+85
КТ4-23	0,4...2; 1...5; 3...15; 4...20; 5...25; 6...30	200	М750	0,002	—60	+85
КТ4-24	1...5; 2...10; 3...15; 4...20; 5...25	100	М750	0,0025	—60	+85
КТ4-25	0,4...2; 1...5; 3...15; 4...20; 5...25; 6...30; 8...40	100; 250	П100; МПО; М75; М470; М750	0,002	—60	+85
КТ4-27	0,4...2; 1...5; 3...15; 4...20; 5...25	16; 25; 50	0...—0,01	0,003	—60	+85

*Сдвоенные конденсаторы.
*2Дифференциальные конденсаторы.
*3Пределы максимальных емкостей.
*4На частотах до 5 МГц для КТ4-20, до 100 МГц для КТ4-21, до 1 МГц для остальных конденсаторов.

Выпускаются одно- и двухсекционные конденсаторы переменной емкости с твердым диэлектриком, а также одно- и многосекционные конденсаторы переменной емкости с воздушным диэлектриком. В табл. II.14 приведены пределы изменения емкости двухсекционных малогабаритных конденсаторов переменной емкости для радиоприемников. Односекционные керамические конденсаторы типа КП4-3А имеют емкость 6…200 пФ, двухсекционные типа КП4-3Б — 4…200 пФ, типа КП4-3В — 5…150 пФ, типа КП4-3Г — 8…220 пФ. Номинальное напряжение этих конденсаторов составляет 10 В.

Таблица II.14. **Пределы изменения емкости блоков конденсаторов переменной емкости**

Тип блока	Пределы изменения емкости, пФ		Радиоприемник, в котором установлен блок	Примечание
	секций	подстроечных конденсаторов		
КПЕ	10…365	—	«Спидола», «ВЭФ-Спидола-10», ВЭФ-12	1
КПЕ	12…495	—	«Эфир», «Эфир-5»	1
КПЕ	9…260	—	«Атмосфера», «Атмосфера-2М»	1; 3
КПЕ	9…270	—	«Альпинист»	1
КПЕ	5…240	—	«Гиала»	1
КПВМ	8,5…260	—	«Банга», «Соната», «Меридиан»	1
КПЕ-3	7…180	3…7	«Нева», «Мир», «Ласточка», «Сатурн»	2; 3
КПЕ-3	7…210	3…7	«Нева-2»	2; 3
КПЕ-3	7…240	2,5…7	«Алмаз»	2
КПЕ-3	6…250	2,5…7	«Киев-7», «Планета»	2; 3
КПЕ-5	5…240	2,5…12	«Сокол», «Сокол-2», «Мрия», «Сокол-4», «Космонавт», «Сувенир», «Топаз-2», «Спорт-2»,	2
КПТМ	4…220	—	«Гауя», «Селга»	2
КПТМ-1	6…260	—	«Рига-301»	2
КПТМ-4	5…260	2…8	«Юпитер», «Нейва», «Этюд», «Сигнал», «Орбита»	2
КПЕ	3…150	—	«Орленок», «Рубин», «Космос», «Космос-2»	2
КПЕ	2…120	—	«Сюрприз»	2

Примечание. 1, 2 — конденсаторы соответственно с воздушным и твердым диэлектриком; 3 — конденсатор с верньером.

4. Основные сведения о резисторах

Классификация резисторов. По виду вольт-амперной характеристики (зависимость тока от приложенного напряжения) различают резисторы линейные (постоянного и переменного сопротивления) и нелинейные. В нелинейных резисторах в качестве токопроводящего элемента применяются разные полупроводниковые материалы. По конструкции резисторы подразделяются на пленочные, металлопленочные, металлооксидные, металлодиэлектрические, композиционные и полупроводниковые. По способу защиты резистивного элемента различают резисторы неизолированные, изолированные (лакированные), компаундированные, опрессованные пластмассой, герметизированные и вакуумированные.

В зависимости от назначения резисторы подразделяются на резисторы общего и специального применения. К резисторам общего

применения не предъявляются повышенные требования в отношении точности их изготовления и стабильности параметров. К резисторам специального назначения можно отнести резисторы повышенной стабильности, высокочастотные, высокомегаомные, а также резисторы для микромодулей и микросхем.

Номинальное сопротивление резистора — значение сопротивления, которое должен иметь резистор в соответствии с нормативной документацией (ГОСТ, ТУ). Фактическое сопротивление каждого экземпляра резистора может отличаться от номинального, но не более чем на допустимое отклонение. Номинальные сопротивления резисторов постоянного сопротивления устанавливаются стандартом СЭВ 1076—78 согласно рекомендациям МЭК (см. табл. II.1). Конкретные значения сопротивлений получают умножением соответствующих чисел рядов на 10^n, где n — целое положительное или отрицательное число.

Номинальная мощность резистора — максимальная мощность, которую резистор может рассеивать длительное время при непрерывной работе в заданных условиях (ГОСТ 21414—75).

Температурный коэффициент сопротивления — отношение производной от сопротивления по температуре к сопротивлению. Практически определяется как относительное изменение сопротивления при изменении температуры на 1 °С. ТКС может изменяться в диапазоне температур. У некоторых резисторов изменяется и знак ТКС.

Электрическая прочность резистора характеризуется предельным напряжением, при котором резистор может работать в течение срока службы без электрического пробоя. Предельное рабочее напряжение резистора зависит от атмосферного давления, температуры и влажности воздуха.

Уровень собственных шумов резистора — отношение электрического напряжения помех резистора, возникающих при прохождении по нему постоянного тока, к приложенному напряжению (ГОСТ 21414—75). По уровню шумов некоторые стандартные непроволочные резисторы делятся на две группы. К группе А относятся резисторы, уровень шумов которых не более 1 мкВ/В в полосе частот 60 Гц... ...6 кГц. Некоторые специальные резисторы имеют более низкий уровень собственных шумов, а резисторы переменного сопротивления более высокий уровень за счет шумов переходного контакта.

Частотные свойства резисторов определяются номинальным сопротивлением и распределенными реактивными (паразитными) параметрами (индуктивностью и емкостью). Активное сопротивление резистора на переменном токе зависит как от его номинального сопротивления, так и от его емкости и индуктивности. В свою очередь, собственная распределенная емкость и индуктивность резистора зависят от его формы и числа витков спиральной нарезки резистивного элемента. Для высокоомных резисторов активное сопротивление уменьшается с повышением частоты. Так, сопротивление резистора МЛТ-2 с номинальным сопротивлением 100 кОм на частоте 10 МГц составляет около 60 кОм. Полное сопротивление низкоомных резисторов, которые не имеют спиральной нарезки резистивного элемента, с ростом частоты возрастает и на частоте резонанса достигает максимального значения.

Стабильность резистора — способность сохранять при эксплуатации свои параметры в допустимых пределах (ГОСТ 21414—75).

Функциональная зависимость переменного резистора — зависимость электрического сопротивления или напряжения переменного резистора от перемещения его подвижного узла (ГОСТ 21414—75).

Маркировка резисторов. На каждом непроволочном резисторе указываются номинальное сопротивление, допустимое отклонение

сопротивления от номинального и тип резистора. Если уровень шумов резистора меньше 1 мкВ/В, на нем ставится буква А. Для резисторов новых типов принята система сокращенных обозначений. Постоянные резисторы обозначаются буквой С, переменные — буквами СП. Цифра, стоящая после букв, обозначает: 1 — углеродистый, 2 — металлопленочный или металлооксидный, 3 — пленочный композиционный, 4 — объемный композиционный, 5 — проволочный. После дефиса следует номер разработки резистора.

В зависимости от размеров резистора применяются полные или сокращенные (кодированные) обозначения номинального сопротивления и допустимых отклонений сопротивления от номинального. Кодированные обозначения предназначены для маркировки малогабаритных резисторов и состоят из трех или четырех знаков, включающих две или три цифры и букву. Буква кода обозначает множитель, составляющий значение сопротивления, и определяет положение запятой десятичной дроби. Буквами R, K, M, G, T (Е, К, М, Г, Т до 01.07.84) обозначаются множители 1, 10^3, 10^6, 10^9, 10^{12} соответственно для значения сопротивления, выраженного в омах. Например, 5,6 Ом — 5R6; 150 Ом — 150R (К15); 5,1 кОм — 5К1; 3,3 МОм — 3М3; 1,5 ГОм — 1G5. Кодированные обозначения допустимых отклонений сопротивления от номинального приведены в табл. II. 4. Кодированные обозначения сопротивления и допустимых отклонений маркируют на резисторе одной строчкой без разделительных знаков. В некоторых случаях обозначение допустимых отклонений маркируют под обозначением сопротивления.

Старые обозначения типов резисторов состоят из букв. Первая буква обычно обозначает вид резистивного элемента: У — углеродистый, К — композиционный, М — металлопленочный, Б — бороуглеродистый; вторая — вид защиты резистивного элемента: Л — лакированный, Г — герметичный, Э — эмалированный, И — изолированный, В — вакуумированный; третья — особые свойства: Т— теплостойкий, П — прецизионный, В — высокоомный, М — малогабаритный, О — объемный, Н — низкоомный. Иногда вид резистивного элемента обозначается двумя буквами (МО — металлооксидный); вторая буква может указывать и на особые свойства (М — мегаомный, Т — теплостойкий).

5. Постоянные резисторы

Углеродистые резисторы. Резистивный элемент этих резисторов представляет собой тонкую пленку углерода, осажденную на основание из керамики (стержень или трубку). Углеродистые резисторы характеризуются высокой стабильностью сопротивления, низким уровнем собственных шумов, небольшим отрицательным ТКС, слабой зависимостью сопротивления от частоты и приложенного напряжения. Бороуглеродистые резисторы типа БЛП по стабильности сопротивления могут не уступать проволочным резисторам. ТКС этих резисторов равен — (0,012...0,025) %/°С.

Композиционные резисторы. Резистивный элемент этих резисторов изготовляется на основе композиций, состоящих из смеси порошкообразного проводника (сажа, графит и др.) и органического или неорганического диэлектрика. Композиционные резисторы выпускают пленочного и объемного видов. Пленочные композиционные резисторы по конструкции подобны углеродистым, но отличаются большей толщиной пленки. Объемные композиционные резисторы представляют собой стержни, прессованные из композиционной смеси.

Таблица II.15. Основные параметры постоянных резисторов широкого применения с номинальной мощностью не более 1 Вт

Тип	Номинальная мощность, Вт (при температуре, °С, не более)	Пределы номинального сопротивления	Ряды промежуточных значений сопротивления	Допустимое отклонение сопротивления от номинального, %	Предельное рабочее напряжение, В	Примечание
Углеродистые						
ВС	0,125 (40)	10 Ом...1 МОм			200	1
	0,25 (40)	27 Ом...5,1 МОм			350	
	0,5 (40)	27 Ом...10 МОм	E6, E12	5; 10; 20	500	
	1,0 (40)	47 Ом...10 МОм			700	
С1-4	0,125 (70)	10 Ом...2 МОм			250	
	0,25 (70)	10 Ом...10 МОм	E48	2	350	
	0,5 (70)	10 Ом...10 МОм	E24	5; 10	500	
С1-8	0,125 (70)	10 Ом...10 кОм			35	
	0,25 (70)	10 Ом...10 кОм	E96	1; 2	50	
	0,5 (70)	10 Ом...10 кОм	E24	5	75	
	1,0 (70)	10 Ом...10 кОм			100	
УЛИ	0,125 (60)	1 Ом...499 кОм			200	
	0,25 (60)	1 Ом...1 МОм			350	
	0,5 (60)	0,75 Ом...1 МОм	E24	1; 2	500	
	1,0 (60)	1 Ом...1 МОм			700	
Композиционные						
КИМ	0,05 (20)	10 Ом...5,6 МОм	E24	5; 10; 20	100	
	0,125 (20)	27 Ом...1 ГОм			200	
С4-1	0,25 (300)	10 Ом...510 кОм			300	1
	0,5 (300)	10 Ом...510 кОм	E24	5; 10; 20	400	
	1,0 (300)	10 Ом...1 МОм			500	
С4-2	0,25 (85)	10 кОм...5,1 МОм	E24	5; 10; 20	300	1
	0,5 (85)	10 кОм...10 МОм			400	
	1,0 (85)	10 кОм...10 МОм			500	
С3-2	0,05 (70)	10 Ом...1 МОм	E24	5; 10; 20	30	1
ТВО	0,125 (85)	1 Ом...100 кОм			100	
	0,25 (85)	1 Ом...510 кОм			300	
	0,5 (85)	1 Ом...1 МОм	E24	5; 10; 20	400	
	1,0 (85)	1 Ом...1 МОм			500	
Металлопленочные						
МЛТ	0,125 (50)	8,2 Ом...3 МОм			200	1
	0,25 (50)	8,2 Ом...5,1 МОм	E96	2	250	
	0,5 (50)	1 Ом...5,1 МОм	E24	5; 10	350	
	1,0 (50)	1 Ом...10 МОм			500	
МТ	0,125 (150)	8,2 Ом...1,1 МОм			200	1
	0,25 (150)	8,2 Ом...2 МОм	E96	2	200	
	0,5 (150)	8,2 Ом...5,1 МОм	E24	5; 10	350	
	1,0 (150)	8,2 Ом...10 МОм			500	
С2-6	0,125 (250)	100 Ом...1 МОм			200	
	0,5 (250)	100 Ом...2 МОм	E24	5; 10	200	
С2-10	0,125 (70)	1...1000 Ом			—	1; 2
	0,25 (70)	1...3010 Ом			—	
	0,5 (70)	1...3010 Ом	E192	0,5; 1	—	
	1,0 (70)	1...3010 Ом			—	
С2-11	0,125 (100)	1...100 Ом			—	
	0,25 (100)	1...100 Ом	E24	5; 10	—	
С2-14	0,25 (70)	1 Ом...1 МОм			250	
	0,5 (70)	1 Ом...1 МОм	E192	0,1; 0,2; 0,5; 1; 2	350	
	1,0 (70)	1 Ом...1 МОм			500	

Тип	Номинальная мощность, Вт (при температуре, °С, не более)	Пределы номинального сопротивления	Ряды промежуточных значений сопротивления	Допустимое отклонение сопротивления от номинального, %	Предельное рабочее напряжение, В	Примечание
С2-22	0,125 (70)	24 Ом...2,2 МОм			200	
	0,25 (70)	24 Ом...5,1 МОм	E24	5; 10; 20	250	
С2-24	0,25 (70)	2,7 Ом...1,5 МОм	E96, E48,	1; 2;	20	
	0,5 (70)	4,7 Ом...2,7 МОм	E24, E12	5; 10	20	
	1,0 (70)	12 Ом...10 МОм			20	
Металлооксидные						
МОН	0,5 (70)	1...100 Ом	E24		7	
	1,0 (70)	1...100 Ом	E24	5; 10; 20	10	1; 4
С2-1	0,25 (85)	1 Ом...510 кОм	E24, E12	5; 10	350	
	0,5 (85)	1 Ом...510 кОм		5; 10	500	1; 3
	1,0 (85)	1 Ом...1 МОм			750	
С2-26	0,5 (85)	1 Ом...10 кОм			75	
			E96			
	1,0 (85)	1 Ом...10 кОм		0,5; 1; 2	100	
С2-27	0,125 (70)	10 Ом...3,01 кОм			—	1; 2
	0,25 (70)	1 Ом...3,01 кОм			—	
			E192			
	0,5 (70)	1 Ом...3,01 кОм		0,5; 1; 2;	—	
	1,0 (70)	1 Ом...3,01 кОм		5	—	
Металлодиэлектрические						
С2-8	0,125 (70)	10,2 кОм...1 МОм			200	
	0,25 (70)	10,2 кОм...5,1 кОм	E96	1; 2	250	
	0,5 (70)	10,2 кОм...5,1 кОм	E24	5	350	
	1,0 (70)	10,2 кОм...10 МОм			500	
С2-23	0,062	10 Ом...0,1 МОм			80	1
	0,125	24 Ом...2 МОм			200	
			E96	1; 2		
	0,25	24 Ом...3 МОм			250	
			E24	5; 10		
	0,5	24 Ом...5,1 МОм			350	
	1,0	24 Ом...10 МОм			500	
С2-33	0,125 (70)	1 Ом...3 МОм			200	1; 3
	0,25 (70)	1 Ом...5,1 МОм			250	
			E24	2; 5; 10		
	0,5 (70)	1 Ом...5,1 МОм			350	
	1,0 (70)	1 Ом...10 МОм			500	

Примечания: 1. Резисторы выпускаются и с большей номинальной мощностью. 2. Напряжение на резисторе не должно превышать значения, при котором рассеиваемая мощность равна номинальной. 3. Резисторы делятся на две группы. Для группы I номинальная мощность при температуре не более 155 °С. 4. Резисторы изготовляются с проволочными выводами и без них.

Таблица 11.16. **Некоторые параметры постоянных резисторов**

Тип	ТКС при температурах от 20 °С до максимальной рабочей, %/°С	ЭДС шумов, мкВ/В, не более	Максимальная рабочая температура, °С
ВС	−(0,05...0,12)	1 (гр. А); 5	+100
С1-4	−(0,06...0,17)	1 (гр. А); 5	+125
С1-8	±0,1	1	+85
УЛИ	−(0,03...0,1)	1	+125
КИМ	±0,2	5; 10; 15	+125

Тип	ТКС при температурах от 20 °С до максимальной рабочей, %/°С	ЭДС шумов, мкВ/В, не более	Максимальная рабочая температура, °С
С4-1	−0,15...+0,1	10	+350
С4-2	−0,08...−0,12	5	+155
С3-2	...	...	+125
ТВО	−0,12...+0,06	5; 10	+155
МЛТ	±(0,07...01)	1 (гр. А); 5	+125
МТ	±(0,07...0,12)	1 (гр. А); 5	+200
С2-6	±0,07...+0,12	1 (гр. А); 5	+300
С2-10	−0,03...+0,04	...	+125
С2-11	±(0,03...0,07)	...	+155
С2-14	±(0,0015...0,01)	1	+155
С2-22	...	5	+70
С2-24	±0,02	1 (гр. А); 5	+85
МОН	−0,07...+0,03	...	+125
С2-1	−0,1...+0,05	1	+155
С2-26	±0,01...+0,02	0,5	+155
С2-27	−0,03...+0,04	...	+125
С2-8	±0,1	...	+155
С2-23	± 0,01...0,1)	1 (гр А); 5	+155
С2-33	±(0,03...0,1)	1 (гр. А); 5	+125

Пленочные композиционные резисторы характеризуются сильной зависимостью сопротивления от напряжения, низкой стабильностью параметров и очень высокой надежностью. Объемные композиционные резисторы с органическими связующими материалами отличаются высокой стабильностью параметров, сравнительно низкой надежностью и пониженным уровнем собственных шумов, а с неорганическими связующими материалами — очень высокой надежностью, низкой стабильностью сопротивления и слабой зависимостью сопротивления от частоты до 50 кГц. Сопротивление этих резисторов практически не зависит от напряжения.

Металлопленочные резисторы содержат резистивный элемент в виде очень тонкой (десятые доли микрометра) металлической пленки, осажденной на основание из керамики, стекла, слоистого пластика, ситалла или другого изоляционного материала. Металлопленочные резисторы характеризуются высокой стабильностью параметров, слабой зависимостью сопротивления от частоты и напряжения и высокой надежностью. Недостатком некоторых металлопленочных резисторов является пониженная надежность при повышенной номинальной мощности, особенно при импульсной нагрузке. ТКС резисторов типов МТ и МЛТ не превышает 0,02 %/°С. Уровень шумов резисторов группы А не более 1 мкВ/В, группы Б — не более 5 мкВ/В.

Металлооксидные резисторы изготовляются на основе оксидов металлов, чаще всего диоксида олова. По конструкции они не отличаются от металлопленочных, характеризуются средней стабильностью параметров, слабой зависимостью сопротивления от частоты и напряжения, высокой надежностью.

Проволочные резисторы обычно выполняют на цилиндрическом изоляционном основании с одно- или многослойной обмоткой. Провод и контактные узлы защищают, как правило, эмалевыми покрытиями. Проволочные резисторы характеризуются высокой стабильностью сопротивления, низким уровнем собственных шумов, большой номинальной мощностью, высокой точностью сопротивления. Эти резисторы обладают сравнительно большими паразитными реактивными парамет-

рами и поэтому применяются лишь иа достаточио иизких частотах. В качестве обмоточных проводов используют провода высокого сопротивления (см. гл. I). Для уменьшення паразитных параметров проволочных резисторов применяют намоткн специальных видов.

Основные параметры постоянных резнсторов приведены в табл. II.15 и II.16.

6. Переменные резисторы

Переменные резнсторы прнменяются для регулирования силы тока и напряжеиия. По коиструктивному исполнеиию оий делятся на одииарные и сдвоенные, одио- и многооборотиые, с выключателем и без

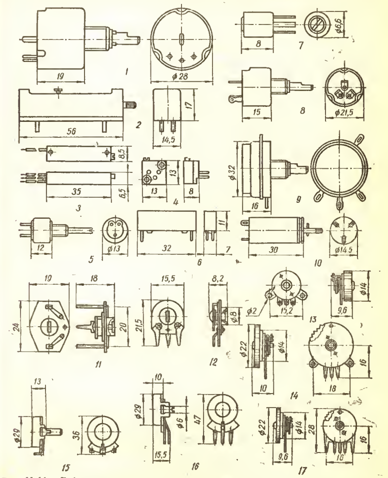


Рис. II.11. Габаритиые чертежи перемеиных резисторов:
1 — СПО-2; *2* — СП3-24; *3* — СП5-1; *4* — СП5-2; *5* — СП4-1а; *6* — СП5-14; *7* — СП3-13а; *8* — СП2-2 (1 Вт); *9* — СП3-17а; *10* — СП5-39В; *11* — СП3-1а; *12* — СП3-1б; *13* — СП3 3а; *14* — СП3-3б; *15* — СП3-2а; *16* — СП3-2б; *17* — СП3-3в.

Таблица II.17. Основные параметры переменных резисторов

Тип	Номинальная мощность, Вт	Пределы номинального сопротивления	Допустимое отклонение сопротивления от номинального, %	Предельное рабочее напряжение, В	Уровень собственных шумов, мкВ/В, не более	ЭДС шумов вращения, мВ	Вид функциональной зависимости	Диапазон рабочих температур, °С	
								от	до
Металлооксидные									
СП2-1	0,5; 1	47 Ом...100 кОм	20	120; 170*	5	—	А	—60	+200
СП2-2	0,5; 1	47 Ом...47 кОм	20	300; 400*	5	—	А	—60	+125
СП2-3	0,25	22...330 Ом	30	2...9	—	—	А	—40	+70
СП2-5	0,5; 1; 2	10 Ом...100 кОм	—	150...350*	5; 10	25	А	—60	+155
СП2-6 [*2]	0,25; 0,5	100 Ом...2,2 МОм	—	125...250*	10; 20	50	Б, В, И	—60	+125
Пленочные композиционные									
ВК	0,5	2,2 кОм...6,8 МОм	30	350	50	60	А, Б, В	—40	+70
ВКУ-1 [*3]	0,25	2,2 кОм...1 МОм	—	200	50	60	В	—40	+70
СП [*4]	0,25...1	470 Ом...4,7 МОм	20; 30	400; 500*	10...40 [*5]	—	А, Б, В	—60	+125
СП3-1 [*6,*]	0,25	470 Ом...1 МОм	20; 30	250	10...40 [*5]	—	А	—40	+70
СП3-2а	0,5	470 Ом...4,7 МОм	20; 30	300	—	—	А	—40	+70
СП3-2б [*6]	0,25	4,7 кОм...2,2МОм	20; 30	200	—	—	Б, В	—40	+70
СП3-3а, б	0,05	1 кОм...1 МОм	20; 30	50	5...6 [*5]	47	А	—40	+70
СП3-3в, г [*6]	0,025	4,7 кОм...1 МОм	20; 30	30	5...6 [*5]	47	В	—40	+70
СП3-4 [*4,*10*11]	0,05...0,25	220 Ом...470 кОм	20; 30	20; 35; 100*	5...20 [*5]	—	А, Б, В	—40	+70
СП3-6 [*8]	0,125	1 кОм...1 МОм	10; 20; 30	160	10...15 [*5]	—	А	—60	+100
СП3-8	0,25; 0,5	10 кОм...2,2 МОм	20; 30	105; 350*	30...50 [*5]	—	А, В	—25	+70
СП3-9	0,5; 1; 2	470 Ом...4,7 МОм	10; 20; 30	150; 500*	5...40 [*5]	—	А, Б, В	—60	+100
СП3-10М [*10]	0,25...2	470 Ом...4,7 МОм	10; 20; 30	400; 500*	4...50 [*5]	—	А, Б, В	—65	+100
СП3-12 [*4,*7]	0,125; 0,25	2,2 кОм...2,2 МОм	10; 20; 30	24...200*	30...50 [*5]	—	А, В, Е, И	—20	+70
СП3-13 [*8]	0,125	1 кОм...1 МОм	20	150	5...15 [*5]	—	А	—60	+125
СП3-14	0,125	1,5; 2,2; 3,3 МОм	30	300	40	—	А	—60	+85
СП3-15 [*8]	0,125	10 кОМ...2,2 МОм	20	150	5	—	А	—60	+125
СП3-16	0,125	1 кОм...1 МОм	20; 30	150	10...20 [5]		А	—60	+125

СП3-17	1; 2	470 Ом...4,7 МОм	20; 30	400; 500*	5...20*[5]		А, Б, В	—60	+125
СП3-18	0,05	3,3...4,7 кОм	20	30	10		А	+10	+55
СП3-19*[8]	0,5	10 Ом...1 МОм	—	150	5...20*[5]		А	—60	+125
СП3-22*[5], *[8]	0,125	100 Ом...1 МОм	20	150	5...20*[5]		А	—40	+70
СП3-23*[6]*[7]*[11]	0,05...0,5	220 Ом...4,7 МОм		50...250*	10...40*[5]	25...47	А, Б, В, С, Е, И	—45	+75
СП3-24*[8]	0,125	100 кОм	10	110	15		В	—45	+70
СП3-25*[4]	0,125...0,5	680 Ом...680 кОм	20	100...250*	5...20*[5]	50	А, Б, В	—60	+100
СП3-26	0,125; 0,25	33...220 кОм	20	100; 150*	10	47	А, В	—45	+70
СП3-29	1	1...10 МОм	30	1000	30; 40*[5]	47	А	—45	+70
СП3-30*[4], *[10]	0,125; 0,25	2,2 кОм...6,8 МОм	20; 30	200	15...40*[5]	47	А, Б, В, Е, И	—45	+70
СП3-31	0,5...2	150 кОм...10 МОм	20; 30	150...350*	—	50	А	—60	+155
СП3-35	0,125	100; 150; 220 кОм	10	30	20		В, Д	—45	+70
Объемные композиционные									
СП4-1	0,25; 0,5	100 Ом...4,7 МОм	20; 30	200; 250*	6	50	А, Б, В	—60	+125
СП4-2	0,5; 1	47 Ом...2,2 МОм	20; 30	300; 350*	6	50	А, Б, В	—60	+125
СП4-3	0,125	100 Ом...4,7 МОм	20; 30	150	6	50	А	—60	+125
СПО	0,15; 2	47 Ом...4,7 МОм	20; 30	100...600*			А	—60	+125
Проволочные									
ППБ	1...50	2,2 Ом...47 кОм	20; 30	300...500	—		А	—60	+155
СП5-1	1	100 Ом...10 кОм	5; 10	300	—		А	—60	+125
СП5-2, 3*[8]	1	3,3 Ом...47 кОм	5; 10	300	—		А	—60	+125
СП5-11, 14, 15*[8]	1	10 Ом...47 кОм	10	220*[9]	—		А	—60	+125
СП5-17, 18*[8]	0,5	4,7 Ом...1 кОм	5	—	—		А	—60	+125
СП5-20В	2	4,7 Ом...22 кОм	5; 10	250*[9]	—		А	—60	+125
СП5-22, 24*[8]	1; 2	4,7 Ом...22 кОм	5; 10	250	—		А	—60	+125
СП5-29	1; 2; 3	4,7 Ом...22 кОм	5; 10	—	—		А	—60	+155
СП5-30	15; 25; 50	2,2 Ом...47 кОм	5; 10	—	—		А	—60	+125
СП5-37	75	47 Ом...3,3 кОм	10; 20	500	—	—	А	—50	+100
СП5-39	0,5	100 Ом...22 кОм	5; 10		—	—	А	—60	+125

* В зависимости от номинальной мощности. *[2] Одинарные со сплошным (СП2-6а) и полым (СП2-6б) валом, сдвоенные с концентрическими валами (СП-2-6в). *[3] С дополнительным выводом. *[4] Одинарные и сдвоенные. *[5] В зависимости от номинального сопротивления. *[6] Для печатного монтажа. *[7] Для навесного и печатного монтажа. *[8] Подстроечный резистор. *[9] Эффективное значение переменного напряжения. *[10] С дополнительными выводами и без них. *[11] С выключателем и без него.

него, с кольцевым и полосковым резистивным элементом; по назначению — на подстроечные для разовой или периодической подстройки аппаратуры и регулировочные для многократной регулировки в процессе эксплуатации аппаратуры; по материалу резистивного элемента — на проволочные и непроволочные; по характеру изменения сопротивления (функциональной зависимости) — на резисторы с линейной (группа А), обратно логарифмической (группа Б), логарифмической (группа В) и другими функциональными зависимостями.

Проволочные переменные резисторы отличаются повышенной теплостойкостью, нагрузочной способностью, высокой износостойкостью, стабильностью параметров при различных внешних воздействиях, сравнительно низким уровнем шумов и малым ТКС. Недостатки этих резисторов — ограниченный диапазон номинальных сопротивлений, значительные паразитные индуктивность и емкость, сравнительно высокая стоимость. Основные параметры переменных резисторов приведены в табл. II.17, а габаритные чертежи некоторых типов — на рис. II.11.

7. Терморезисторы

Терморезисторы — это термочувствительные резисторы, сопротивление которых значительно изменяется с изменением температуры. Они применяются в цепях температурной стабилизации режима транзисторных усилителей, а также в различных устройствах измерения, контроля и автоматики.

Максимальная мощность рассеяния — мощность, при которой терморезистор, находящийся в спокойном воздухе при температуре 20 °С, при протекании тока разогревается до максимальной рабочей температуры.

Постоянная времени терморезистора — время, в течение которого температура терморезистора изменяется в e раз при резком изменении температуры окружающего воздуха от 0 до 100 °С. Постоянная времени характеризует инерционность терморезистора и определяется его конструкцией и размерами.

Коэффициент рассеяния — величина, численно равная мощности, которая рассеивается на терморезисторе при разности температур образца и окружающей среды 1 °С.

Коэффициент энергетической чувствительности — величина, численно равная мощности, которую нужно подвести к терморезистору для уменьшения его сопротивления на 1 %.

Термисторы характеризуются отрицательным ТКС; их электрическое сопротивление уменьшается с повышением температуры. Для большинства термисторов температурная зависимость сопротивления в рабочем диапазоне температур определяется соотношением

$$R_T = R_0 \exp [B (T_0 - T)/T_0 T],$$

где T_0 — абсолютная температура, при которой сопротивление термистора равно R_0, К; T — абсолютная температура, при которой определяется сопротивление R_T, К; B — постоянная (см. табл. II.18). Вольт-амперные характеристики термисторов имеют резко выраженный максимум в области малых токов. Основные параметры термисторов с прямым подогревом, используемых для температурной стабилизации режима транзисторов, приведены в табл. II.18.

Позисторы характеризуются большим положительным ТКС. В определенном диапазоне температур их сопротивление может увеличиваться на несколько порядков. При более низких температурах

Таблица II.18. Основные параметры термисторов с прямым подогревом

Тип	Пределы номинального сопротивления при 20 °С	Допустимое отклонение сопротивления от номинального, %	ТКС при 20°С, %/°С	Максимальная мощность рассеяния, мВт, не более	Постоянная времени, с, не более	Постоянная B, К	Коэффициент рассеяния, мВт/°С	Коэффициент энергетической чувствительности, мВт	Диапазон рабочих температур, °С	
									от	до
КМТ-1	22...1000 кОм	20	4,2...8,4	1000	85	3600...7200	5	1	—60	+180
КМТ-4	22...1000 кОм	20	4,2...8,4	800	115	3600...7200	6	1	—60	+125
КМТ-8	100 Ом...10 кОм	10; 20	4,2...8,4	600		3600...7200	13	3	—40	+70
КМТ-10	100...3300 кОм	20	>4,2		75	>3600	1		0	+120
КМТ-11	100...3300 кОм	20	>4,2		10	>3600	0,8		0	+120
КМТ-12	100 Ом...10 кОм	30	>4,2			>3600	7	1,3	—40	+120
КМТ-14	0,51...7500 кОм*	30	2,3...3,9	100	10/60*2	4100...7000	0,8	0,1	—10	+300
КМТ-17	0,3...20 кОм	10; 20	>4,2	500	30	>3600	10	0,5	—60	+155
ММТ-1	1...220 кОм	20	2,4...5,0	600	85	2060...4300	5	1,3	—60	+125
ММТ-4	1...220 кОм	20	2,4...5,0	700	115	2060...4300	6	2	—60	+125
ММТ-6	10...100 кОм	20	>2,4	50	35	>2060	1,7	0,3	—60	+120
ММТ-8	1...1000 Ом	10; 20	2,4...4,0	600		2060...3430	13	4	—40	+70
ММТ-9	10...4700 Ом	10; 20	2,4...5,0			2060...4300		10	—60	+125
ММТ-12	4,7...1000 Ом	30	2,4...4,0			2060...4300	7	2,3	—60	+120
ММТ-13	10...2200 Ом	20	2,4...5,0			2060...4300		2	—60	+125
СТ1-17	0,3...20 кОм	10; 20	>4,2	500	30	>3600	10	0,5	—60	+100
СТ1-18	1,5...2200 кОм*	20	2,2...5,0*	45	1	4050...9000	0,2	0,08	—60	+300
СТ1-19	3,3...2200 кОм*	20	2,35...4*	60	3	4230...7200	0,6	0,15	—60	+300
СТ3-17	33...330 Ом	10; 20	3,0...4,5	500	30	2580...3860	10	0,8	—60	+100
СТ3-18	0,68...3,3 кОм	20	2,6...4,1	15	1	2250...3520	0,18	0,05	—90	+125
СТ3-19	2,2; 10; 15 кОм	20	3,4...4,5	45	3	2900...3850	0,5	0,12	—90	+125
СТ3-22	1 кОм*3	30	3,05...4,15	8	15	2700...3700	0,06		—60	+85
СТ3-23	2,2...4,7 Ом	10; 20	3,05...3,75			2600...3200	9	2,5	0	+125
СТ3-24	0,68...3,3 кОм	20	2,6...4,1			2250...3520		0,15	—60	+85
СТ3-25	1,5; 2,2; 3,3 кОм	20	3,05...3,75	8	0,4	2600...3200	0,08	0,02	—100	+125
СТ3-26	100...680 Ом	20	2,4...5,0			2060...4300			—60	+125
СТ2-26	1...10 кОм	20	2,4...5,0			2060...4300			—60	+125

* При температуре 150 °С.
*2 Числитель — постоянная времени при нагреве, знаменатель — при охлаждении.
*3 При температуре 25 °С.

Таблица 11.19. Основные параметры позисторов

Тип	Номинальное сопротивление при 20 °С, кОм	Диапазон температур положительного ТКС, °С	Диапазон температур максимального ТКС, °С	Максимальный ТКС, %/°С	Кратность изменения сопротивления *	Допустимая мощность рассеяния, Вт	Постоянная времени, с, не более	Максимальная рабочая температура, °С
СТ5-1	0,02...0,15	100...200	125...135	20	1000	1,6	20	+200
СТ6-1А	0,04...0,4	40...155	90...120	10	1000	1,1	20	+155
СТ6-1Б	0,1 ...0,7	20...125	70...100	15	10000	0,8	20	+125
СТ6-2Б	0,01...0;1	0...125	70...95	15	10000	1,3	...	+125
СТ6-3Б	1...10	10...125	60...90	15	10000	0,2	5	+125
СТ6-4Б	0,1...0,4	20...125	70...100	15	10000	0,8	40	+125
СТ6-4В	0,5...3	0...125	55...95	10	1000	0,8	40	+125
СТ6-4Г	0,1...50	—20...125	10...70	2...8	5...80	0,8	40	+125
СТ6-5Б	0,003...0,02	20...125	70...100	15	1000	2,5	10	+125
СТ7-1	0,0027	...	...	...	...	0,05	...	+60
СТ8-1	0,0005	...	...	0,5	1000	0,6	15...80	+70

* Минимальные значения (в области положительного ТКС).

ТКС позисторов отрицателен. Основные параметры позисторов приведены в табл. 11.19.

Позисторы, как и термисторы, можно использовать для температурной стабилизации режима транзисторов. Температурной зависимостью сопротивления можно управлять, используя последовательное или параллельное соединение позистора и термистора или позистора и линейного резистора. При сочетании позистора и термистора температурная зависимость сопротивления имеет максимум или минимум в зависимости от способа их соединения.

8. Переключатели

Переключатели используются для коммутации цепей постоянного и переменного токов в РЭА, измерительных приборах и т. п. Малогабаритные переключатели представлены на рис. 11.12.

Переключатель типа МПН-1 (малогабаритный низкочастотный) на одно направление и 10 положений рассчитан на напряжения до 30 В при токах до 0,5 А. Сопротивление изоляции между контактами — не менее 100 МОм. Размеры (без выводов): диаметр — 13,5 мм, высота— 30 мм, масса — не более 8 г.

Переключатели типа ПМ (малогабаритный) рассчитаны на напряжения до 300 В при мощности ниже 25 Вт. Ток переключаемой цепи не должен превышать 0,2 А. Сопротивление изоляции между контактами и на корпус — не менее 1000 МОм. Переключатели типа ПМ могут содержать 1...5 галет следующих типов: 2П4Н, 3П3Н, 5П2Н, 10П1Н, 11П1Н. Цифры и буквы обозначают: первые цифра и буква— число положений, вторые — число направлений (переключаемых цепей). Максимальный диаметр переключателя не превышает 32 мм, длина (в зависимости от числа галет) — не более 19; 28; 37; 47; 55 мм, масса (в зависимости от числа галет) — около 29; 34; 39; 44; 49 г.

Переключатели типа МПВ-1 (малогабаритный высокочастотный) рассчитаны на переключение цепей с напряжением до 100 В при постоянном токе до 0,2 А или переменном токе до 0,25 А на частотах до 15 МГц. Емкость между любым контактом и корпусом не превы-

шает 1 пФ, тангенс угла диэлектрических потерь — не более 0,01, сопротивление изоляции — не менее 100 МОм. Переключатели типа МПВ-1 выпускаются двух видов: с одним замыкателем на восемь положений (одно направление) и двумя замыкателями на четыре положения (два направления). Габаритные размеры 22 × 13 × 12 мм, масса — не более 4 г.

Модульные переключатели типов П2К (кнопочный) и П2КЛ (клавишный) составляется из отдельных ячеек (модулей) с различным числом контактных групп. Изготовляются пять типов ячеек с числом контактных групп на переключение 2; 4; 6; 8, а также так называемая нулевая ячейка (без контактов), предназначенная для одновремен-

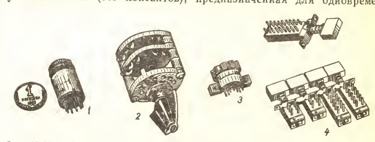


Рис. II.12. Малогабаритные переключатели:
1 — МПН-1; 2 — ПМ; 3 — МПВ-1; 4 — П2К (две модификации).

ного возврата всех включенных ячеек в исходное положение. Все ячейки имеют одинаковые размеры, за исключением длины, которая зависит от числа контактных групп. В зависимости от назначения переключателя ячейки с различным числом контактных групп можно

Таблица II.20. **Допустимые электрические нагрузки для микропереключателей типа МП**

Тип	Коммутируемый ток, А		Коммутируемое напряжение, В		Коммутируемая мощность, Вт		Число коммутаций	
	=	~ 50…400 Гц	=	~ 50…400 Гц	=	~	=	~
МП1-1, МП9	0,05…1 / 0,05…0,5	0,05…2 / 0,05…1	3…30	3…250	30	250	$\frac{10^5}{5\cdot10^4}$	$5\cdot10^4$
МП3-1, МП5, МП10, МП11	0,5…4 / 0,5…2	0,5…3 / 0,5…2	3…30	3…250	70	300	$\frac{10^5}{3\cdot10^5}$	$3\cdot10^4$
МП7	0,05…0,5 / 0,05…0,25	0,05…0,5 / 0,05…0,25	3…300	3…250	15	75	$\frac{2\cdot10^4}{1,5\cdot10^4}$	$1,5\cdot10^4$
МП12	10^{-5}…0,5	—	0,5…36	—	…	…	10^4	

Примечание. В числителе дроби указаны значения, соответствующие активной, в знаменателе — индуктивной нагрузке контактов.

собирать на металлической арматуре в каком-либо порядке с любым из трех возможных шагов: 10; 15 или 20 мм. Переключатель может состоять из одной ячейки, используемой как отдельный переключатель, из 2...19 ячеек при шаге 10 мм или из 2...10 при шагах 15 и 20 мм. Клавишный переключатель отличается от кнопочного тем, что к нему добавляется механизм, превращающий блок нажимных кнопок в клавиатуру.

Допустимый постоянный ток через контакты при активной нагрузке составляет 0,1 А при напряжении 250 В и 1 А при 12 В, допустимый переменный ток (при частоте 50 Гц) — 0,2 А при напряжении 250 В и 1,5 А при 12 В. Емкость между контактами — около 1,5 пФ, тангенс угла диэлектрических потерь на частоте 1 МГц — не более 0,05, сопротивление изоляции в нормальных условиях — не менее 1 ГОм.

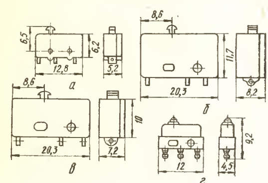


Рис. II.13. Габаритные чертежи микропереключателей типа МП:
а — МП7; *б* — МП1-1, МП3-1, МП5; *в* — МП9, МП10, МП11; *г* — МП12.

Микропереключатели типа МП представлены на рис. II.13, а допустимые для них электрические нагрузки приведены в табл. II.20. Сопротивление изоляции микропереключателей — не менее 1000 МОм (при нормальных условиях), масса микропереключателей типов МП1-1, МП3-1, МП5 — 3,5 г, типов МП9, МП10, МП11 — 2,7 г, типа МП7 — 0,8 г, типа МП12 — 0,7 г.

Перед установкой микропереключателей в аппаратуру после длительного хранения необходимо произвести их тренировку (не менее 15 переключений).

Таблица II.21. Допустимые электрические нагрузки для переключателей типа «тумблер»

Тип	Коммутируемый ток, А		Коммутируемое напряжение, В	
	=	~	=	~
П1Т-1-1	0,5...5	...	3...30	...
П2Т-1-1	...	0,5...4	...	3...220
МТ1, МТ3, МТД1, МТД3	0,005...4	0,0005...3	0,5...30	0,5...250

Переключатели типа «тумблер» предназначены для коммутации электрических цепей постоянного и переменного токов. Габаритные чертежи этих переключателей приведены на рис. II.14, а основные

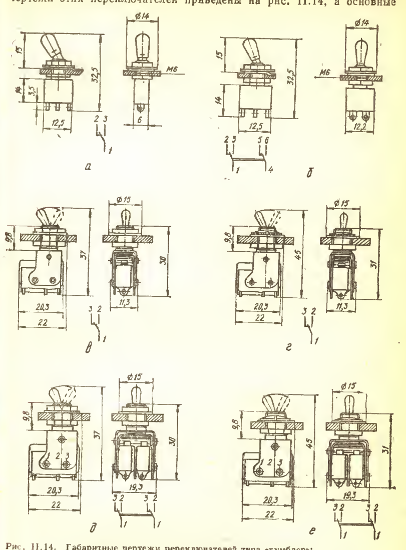


Рис. II.14. Габаритные чертежи переключателей типа «тумблер»:
а — П1Т-1-1; *б* — П2Т-1-1; *в* — МТ1; *г* — МТ3; *д* — МТД1; *е* — МТД3.

параметры — в табл. II.21. Сопротивление изоляции переключателей — не менее 1000 МОм (при нормальных условиях). При их переключении следует переводить рукоятку из одного крайнего положения в другое без остановки.

9. Малогабаритные электромагнитные реле постоянного тока

Электромагнитное реле — коммутирующее устройство, работа которого основана на воздействии магнитного поля неподвижной обмотки на подвижный ферромагнитный элемент (ГОСТ 16022—76). Электромагнитное реле состоит из корпуса, который обычно является и частью магнитопровода, сердечника, катушки, якоря, контактной группы, основания и чехла. Реле открытого типа чехла не имеют. Реле выпускают в различных исполнениях: зачехленные, завальцованные (пылеобрызгозащищенные), герметичные. Габаритные чертежи малогабаритных электромагнитных реле приведены на рис. II.15—II.17, а основные параметры — в табл. II.22—II.29.

Реле одного типа различаются обмоточными данными, числом и видом контактных групп и электрическими параметрами. Номер паспорта, по которому находят необходимые данные в таблицах, маркируется на чехле.

Реле типов РЭС-42 — РЭС-44, РЭС-55А и РЭС-55Б имеют герметизированные магнитоуправляемые контакты (МУК), представляющие

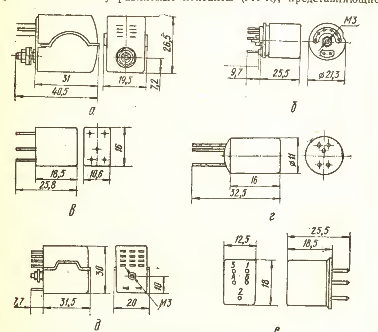
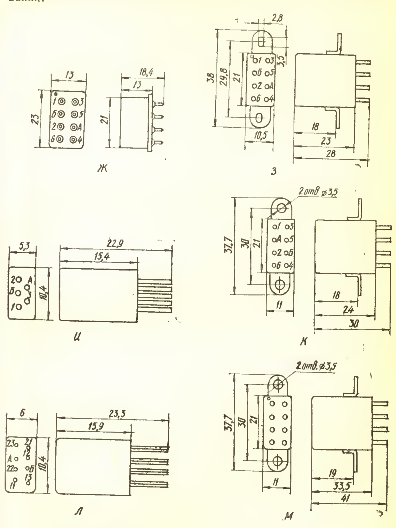


Рис. II.15. Габаритные чертежи малогабаритных реле:
а — РЭС-6; *б* — РЭС-9; *в* — РЭС-10; *г* — РЭС-15; *д* — РЭС-22; *е* — РЭС-34; *ж* —

собой контактные ферромагнитные пружины, которые помещены в герметичные стеклянные баллоны, заполненные инертным газом, азотом высокой чистоты или водородом. Контактные элементы являются одновременно элементами магнитной цепи. Под действием магнитного поля

достаточной напряженности ферромагнитные контактные пружины деформируются и замыкают или размыкают контакты. Достоинство МУК — большая износоустойчивость и очень малое время срабатывания.



РЭС-47; *з* — РЭС-48; *и* — РЭС-49; *к* — РЭС-54; *л* — РЭС-60; *м* — РЭС-59.

Рекомендации по выбору реле. Рабочие напряжения и токи в обмотке должны находиться в пределах допустимых значений. Уменьшение рабочего тока в обмотке приводит к снижению надежности контактирования, а его уменьшение — к перегреву обмотки и снижению

надежности, особенно при повышенной температуре окружающей среды. Необходнмо учитывать значенне и род коммутируемого тока, характер нагрузкн (актнвная, ннduктнвная), общее число и частоту

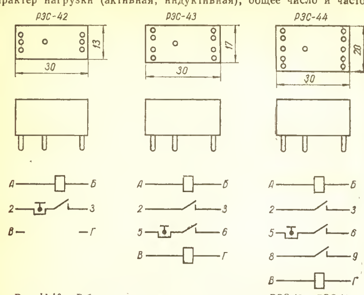


Рис. 11.16. Габаритные чертежи и схемы реле типов РЭС-42 — РЭС-44.

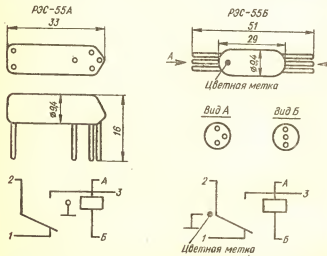


Рис. 11.17. Габаритиые чертежи и схемы реле типов РЭС-55А и РЭС-55Б.

срабатываний. Еслн контакты соедння ются параллельно, ток не должен превышать максимально допустнмого для одной группы контактов.

Таблица 11.22. Основные параметры малогабаритных электромагнитных реле

Тип	Максимальный коммутируемый ток, А (при напряжении, В)		Число срабатываний, не менее	Время, мс		Масса, г, не более
	=	~		срабатывания	отпускания	
РЭС-6	6(30) 0,3(30) 0,1 (300)		$5 \cdot 10^5$ 10^5 10^6	...	...	34
РЭС-9	2(30)* 0,3(250)*	1(115)	$5 \cdot 10^4$ 10^5	11	7	20
РЭС-10	2(30) 0,3(250)	0,2(115) 0,2(115)	10^5 10^5	6...8	2,5...4,5	7,5
РЭС-15	0,2(30) 0,015(150)	0,13(127)	10^5	8	...	3,2
РЭС-22	0,05(60) 0,3(60)		10^7 10^5	15	6	36
РЭС-34	0,1(34) 0,3(250)	0,5(115)	10^5 10^5	8	2	11,5
РЭС-47	0,5(34) 3(34)		10^5 $2 \cdot 10^3$	9	4	9
РЭС-48	2(30) 0,3(220)		10^5 $2 \cdot 10^5$	10	5	17
РЭС-49	0,1(150) 1(36)	0,3(150)	$1,5 \cdot 10^5$ 10^5 10^5	3	2	3,5
РЭС-54	2(6)	0,2(6)	$5 \cdot 10^4$	14	8	22
РЭС-59	1(6)	1(6)	$5 \cdot 10^4$	20	12	35
РЭС-60	1(6)	0,15(6) 0,01(120)	10^4 10^5	3,5	1,5	3,5
РЭС-42	0,25(180)	0,25(130)	10^6	1	0,3	12
РЭС-43				1		15
РЭС-44				1		18
РЭС-55	0,25(180)	0,25(130)	10^5	1		

* Для реле с серебряными контактами.

Таблица 11.23. Параметры реле типа РЭС-6

Номер паспорта	Число и вид группы контактов*	Номинальное сопротивление обмотки, Ом	Ток, мА	
			срабатывания	отпускания
РФ0.452.110	2з	2500	15	2
РФ0.452.111		1250	21	4
РФ0.452.112		850	25	5
РФ0.452.113		550	30	6
РФ0.452.114		300	42	8
РФ0.452.115		200	55	9
РФ0.452.116		125	62	10
РФ0.452.120	2р	2500	15	2
РФ0.452.121		1250	21	4
РФ0.452.122		850	25	5
РФ0.452.123		550	30	6
РФ0.452.124		300	42	8
РФ0.452.125		200	55	9
РФ0.452.126		125	62	10
РФ0.452.140	1п	2500	15	3
РФ0.452.141		1250	20	4
РФ0.452.142		850	25	5
РФ0.452.143		550	30	6
РФ0.452.144		300	35	8
РФ0.452.145		200	50	12
РФ0.452.146		125	60	15

Номер паспорта	Число и вид группы контактов*	Номинальное сопротивление обмотки, Ом	Ток, мА	
			срабатывания	отпускания
РФ0.452.100	2п	2500	20	3
РФ0 452.101		1250	26	5
РФ0.452.102		850	32	6
РФ0.452.103		550	35	8
РФ0.452.104	2п	300	60	10
РФ0.452.105		200	65	15
РФ0.452.106		125	70	18
РФ0.452.107		60	100	...
РФ0.452.109		30	130	...
РФ0.452.130	1з1р	2500	15	2
РФ0.452.131		1250	21	3
РФ0.452.132		850	25	4
РФ0.452.133		550	30	5
РФ0.452.134		300	42	6
РФ0.452.135		200	55	8
РФ0.452.136		125	62	9

* Цифры обозначают число групп контактов, буквы: з — замыкание; р — размыкание; п — переключение.

Таблица 11.24. Параметры реле типа РЭС-9

Номер паспорта	Номинальное сопротивление обмотки, Ом	Ток, мА		Рабочее напряжение, В	Рабочий ток, мА
		срабатывания, не более	отпускания, не менее		
РС4.524.200*	500	30	5	23...32	—
РС4.524.201	500	30	5	23...32	—
РС4.524.202	72	80	13	10...12	—
РС4.524.203*	30	108	18	5...7	—
РС4.524.204*	9600	7	1,1	—	8,3...9,3
РС4.524.205*	3400	11	1,7	—	13...15
РС4.524.208	9600	7	1,1	—	8,3...9,3
РС4.524.209	500	30	5	23...32	—
РС4.524.211	980	23	3	—	27...30
РС4.524.213	500	30	5	23...32	—
РС4.524.214	36	95	15	5...7	—
РС4.524.215	72	80	13	10...12	—
РС4.524.216	30	108	18	5...7	—
РС4.524.217	9600	7	1,1	—	8,3...9,3
РС4.524.218	3400	11	1,7	—	13,5...15
РС4.524.219	36	95	18	5...7	—
РС4.524.229	30	108	18	5...7	—
РС4.524.230	3400	11	1,7	—	13,5...15
РС4.524.231	980	23	3	—	27...30
РС4.524.232	36	95	15	5...7	—

* Реле с серебряными контактами; контакты остальных реле из платино-иридиевого сплава.

Таблица II.25. Параметры реле типа РЭС-10

Номер паспорта	Число и вид группы контактов*	Номинальное сопротивление обмотки, Ом	Ток, мА		Рабочее напряжение, В	Рабочий ток, мА
			срабатывания, не более	отпускания, не менее		
РС4.524.300	1з	4500	6	0,8	—	7...8
РС4.524.301	1п	4500	8	1,1		9,5...10,5
РС4.524.302	1п	630	22	3	24...30	—
РС4.524.303	1п	120	50	7	9...12	—
РС4.524.304	1п	45	80	11	4,5...7,5	—
РС4.524.305	1з	1600	10	1,3	—	12...13
РС4.524.308	1з	120	35	5	7...12	—
РС4.524.311	1п	120	35	5	7...12	—
РС4.524.312	1п	120	50	7	9...12	—
РС4.524.313	1п	4500	8	1,1	—	9,5...10,5
РС4.524.314	1п	630	22	3	24...30	—
РС4.524.315	1п	45	80	11	4,5...7,5	—
РС4.524.316	1п	1600	10	1,3	—	12...13
РС4.524.317	1п		125	15	4...5,2	—
РС4.524.319	1п	630	23	3	24...32	—
РС4.524.320	1п	630	23	3	24...32	—

* Цифры обозначают число групп контактов, буквы: з—замыкание; п—переключение.

Таблица II.26. Параметры реле типов РЭС-15, РЭС-22 и РЭС-34

Тип и номер паспорта	Номинальное сопротивление, Ом	Ток, мА		Рабочее напряжение, В	Рабочий ток, мА
		срабатывания, не более	отпускания, не менее		
РЭС-15					
РС4.591.001	2200	8,5	2	—	14...16
РС4.591.002	160	30	7	—	53...58
РС4.591.003	330	21	5	—	38...43
РС4.591.004	720	14,5	3,5	—	25...28
РЭС-22					
РФ4.500.120	650	19	6	21,6...26,4	—
РФ4.500.121	175	36	11	10,8...13,2	—
РФ4.500.122	2500	10,5	3,5	43,2...52,8	—
РФ4.500.124	2800	11	3,5	54...66	—
РФ4.500.125	2800	11	2	54...66	—
РФ4.500.129	175	36	8	10,8...13,2	—
РФ4.500.130	2500	10,5	2,5	43,2...52,8	—
РФ4.500.131	650	20	4	21,6...26,4	—
РФ4.500.163	700	21	3	27...33	—
РФ4.500.225	650	19	6	21,6...26,4	—
РФ4.500.231	700	21	3	27...33	—
РФ4.500.233	175	36	8	10,8...13,2	—
РЭС-34					
РС4.524.371	4200	8	1,2	—	9,5...10,5
РС4.524.372	630	21	3,2	24...30	—
РС4.524.373	120	47	7	7...13	—
РС4.524.374	45	75	11,5	5,4...6,6	—
РС4.524.375	4200	8	1,2	—	9,5...10,5
РС4.524.376	630	21	3,2	24...30	—
РС4.524.377	45	75	11,5	5,4...6,6	—
РС4.524.378	120	47	7	9...12	—
РС4.524.379	1600	13,5	2	—	16...17,5
РС4.524.380	1600	13,5	2	—	15...17,5
РС4.524.381	630	22,5	4,5	24...30	—

Примечание. Реле типов РЭС-15 и РЭС-22 имеют одну переключающую группу контактов, реле типа РЭС-22 — четыре такие же группы.

Таблица II.27. Параметры реле типов РЭС-47 — РЭС-49, РЭС-54, РЭС-59 и РЭС-60

Тип и номер паспорта	Номинальное сопротивление, Ом	Ток, мА		Рабочее напряжение, В
		срабатывания, не более	отпускания, не менее	
РЭС-47				
РФ4.500.408	650	23	3	24...30
РФ4.500.409	169	42	4	10,8...13,2
РФ4.500.417	650	21,5	2,5	21,5...34
РФ4.500.419	169	42	4	10,8...16
РФ4.500.421	40	86	12	5,5...8
РФ4.500.431	165	42	4	10,8...13,2
РФ4.500.432	165	42	4	10,8...13,2
РФ4.500.433	650	23	3	24...30
РФ4.500.434	650	21,5	2,5	22,5...34
РФ4.500.435	40	86	12	5,5...8
РЭС-48				
РС4.590.201 РС4.590.213	600	23	3	20...36
РС4.590.202 РС4.590.214	100	52	6,8	10...18
РС4.590.203 РС4.590.215	350	30	4	16,2...19,8
РС4.590.204 РС4.590.216	42	79,5	10,4	5...9
РС4.590.205 РС4.590.217	8000	7,2	0,94	90...110
РС4.590.206	1250	15,2	2	38...55
РС4.590.207 РС4.590.218	600	24,8	2	24,3...29,7
РЭС-49				
РС4.569.000	1900	8,3	0,8	24...30

Примечание. Реле с паспортами ХП4.500.010 и ХП4.500.021 имеют одну пере группу, остальные реле — две переключающие группы.

Тип и номер паспорта	Номинальное сопротивление, В	Ток, мА		Рабочее напряжение, В
		срабатывания, не более	отпускания, не менее	
РС4.569.001	1900	8,3	0,8	24...30
РС4.569.423	1900	8	1,6	22...36
РС4.569.424	800	12	2,2	16...20
РС4.569.425	270	22	4	10...16
РС4.569.426	65	50	10	5...8
РС4.569.427	1900	8	1,2	22...36
РС4.569.428	1900	8	1,6	22...36
РС4.569.429	800	12	2,2	16...20
РС4.569.430	1900	8	1,2	22...36
РС4.569.431	270	22	4	10...16
РС4.569.432	65	50	10	5...8
РЭС-54				
ХП4.500.010	4000	2,6	0,3	22...32
ХП4.500.011	4000	3,6	0,4	24...33
РЭС-59				
ХП4.500.020	2000	2,5	0,4	9...11
ХП4.500.021	130	11	1,4	2,1...2,7
ХП4.500.024	80	20	2,5	2,1...2,7
ХП4.500.025	7500	1,7	0,15	22...32
РЭС-60				
РС4.569.436	1700	8,4	1,8	22...34
РС4.569.437	800	12,4	2,6	16...20
РС4.569.438	270	22,5	4,8	10...16
РС4.569.439	58	51	11	5...8
РС4.569.440	36	60	13	3,5...4,5

ключающую группу контактов, реле с паспортом ХП4.500.020 — одну замыкающую

Таблица II.28. Основные параметры реле типов РЭС-42 — РЭС-44 и РЭС-46

Тип	Номер паспорта	Обмоточные двнные		Напряжение, В		
		Обозначение выводов	Номинальное сопротивление, Ом	срабтывания, не более	отпускания, не менее	номинальное рабочее
РЭС-42	РС4.569.151	А, Б	820	6,5	1,2	12
	РС4.569.152	А, Б	4000	14	3	27
РЭС-43	РС4.569.201	А, Б	230	5,6	1	12
		В, Г	230	5,5	1	12
		А, Г*	460	5,5	1	12
		А (В), Б (Г)*2	115	2,8	0,5	12
	РС4.569.202	А, Б	1200	11,5	2	27
		В, Г	1200	14	2,5	27
		А (В), Б (Г)*2	600	6,5	1,2	27
		А, Г*	2400	13	2,5	27
РЭС-44	РС4.569.251	А, Б	190	6	1	12
		В, Г	190	6	1	12
		А, Г*	380	6	1	12
		А (В), Б (Г)*2	95	3	0,5	12
	РС4.569.252	А, Б	900	15	2,5	27
		В, Г	900	13,5	2	27
		А, Г*	1800	14	2,2	27
		А (В), Б (Г)*2	450	7	1,1	27
РЭС-46	РС4.569.351	А, Б	490	7,4	1,5	13,2
	РС4.569.352	А, Б	1600	15	2,6	27
	РС4.569.353	А, Б	200	6,8	1,4	12
		В, Г	200	6,8	1,4	12
		А, Г*	400	6,8	1,4	12
		А (В), Б (Г)*2	100	3,4	0,7	12
	РС4.669.354	А, Б	640	13,5	2,4	24
		В, Г	640	13,5	2,4	24
		А, Г*	1280	13,5	2,4	24
		А (В), Б (Г)*2	320	6,8	1,2	16

* При последовательном включеинн обмоток.

*2 Прн параллельном включении обмоток.

Таблица II.29. Параметры реле типов РЭС-55А и РЭС-55Б

Тип	Номер паспорта	Номинвльное сопротивление обмотки, Ом	Напряжение, В		
			срвбатывания, не более	отпускания, не менее	номинальное рабочее
РЭС-55А	РС4.569.601	1880	16,2	1,8	27
	РС4.569.602	377	7,3	0,85	12,6
	РС4.569.603	96	3,25	0,35	6
	РС4.569.604	67	2,5	0,3	5
	РС4.569.605	35	1,7	0,2	3
	РС4.569.606	1880	14,2	1,6	27
	РС4.569.607	377	6,3	0,75	12,6
	РС4.569.608	95	2,75	0,3	6
	РС4.569.609	67	2,1	0,25	5
	РС4.569.610	35	1,6	0,18	3

Примечвние. Реле типа РЭС-55Б имеют паспорта РС4.569.626 — РС4.569.635. Параметры всего набора реле типа РЭС-55Б соответствуют параметрам всего набора реле типа РЭС-55А. Так, например, одинаковые параметры имеют реле с паспортами РС4.569.601 и РС4.569.626, РС4.569.602 и РС4.569.627 и т. д.

Глава III

НАМОТОЧНЫЕ УЗЛЫ ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

1. Общие сведения о высокочастотных катушках индуктивности

Высокочастотными называют катушки индуктивности, сопротивление которых имеет индуктивный характер на частотах до 100 кГц... ...400 МГц. Они применяются в качестве элементов колебательных контуров, для получения магнитной связи между элементами электрической цепи или создания на отдельных участках электрической цепи заданных реактивных сопротивлений индуктивного характера. Высокочастотные катушки с переменной индуктивностью используются для перестройки колебательных контуров в процессе эксплуатации аппаратуры, а подстраиваемые катушки — для регулировки аппаратуры в процессе изготовления.

Основные параметры катушек индуктивности. *Индуктивность* — величина, равная отношению потокосцепления самоиндукции катушки к току в ней (ГОСТ 19880—74). Чем больше индуктивность катушки, тем больше энергия магнитного поля, запасаемая катушкой, при заданном значении протекающего по ней тока. Индуктивность зависит от формы, размеров, числа витков катушки, а также от размеров, формы и материала ее сердечника.

Добротность — отношение реактивного сопротивления катушки к ее активному сопротивлению потерь. Добротность катушки в большинстве случаев определяет резонансные свойства и КПД контура.

Собственная емкость — емкость между витками и слоями обмотки катушки — является паразитным параметром. Наличие собственной емкости катушки обусловливает увеличение потерь энергии и уменьшение стабильности настройки колебательных контуров, а в диапазонных контурах — уменьшение коэффициента перекрытия диапазона частот.

Температурный коэффициент индуктивности — отношение производной от индуктивности по температуре к индуктивности катушки. Практически ТКИ определяют как относительное изменение индуктивности при изменении температуры на 1 °С.

2. Катушки индуктивности для колебательных контуров

Цилиндрические катушки индуктивности с однослойной обмоткой выполняются на каркасах из диэлектрика или без них. Катушки без каркасов применяются, когда необходима большая добротность при невысоких требованиях к стабильности индуктивности, например, для

контуров входных цепей приемников диапазона метровых волн. Диаметр провода для таких катушек выбирают в основном из соображений жесткости конструкции (1...1,5 мм и более), а количество витков ограничивают (5...8). Для катушек с однослойной рядовой обмоткой изготовляют гладкие каркасы; для катушек с шаговой обмоткой — каркасы с канавкой, расположенной по винтовой линии, или ребрами вдоль образующей цилиндра.

Катушки с шаговой обмоткой отличаются меньшей собственной емкостью и большей добротностью. Повышение их добротности обусловлено снижением потерь в диэлектрике вследствие уменьшения собственной емкости. Указанные достоинства катушек с шаговой обмоткой проявляются сильнее при намотке на каркасы с ребрами, а также при изготовлении каркаса из материала с меньшим значением произведения диэлектрической проницаемости на тангенс угла потерь.

Если требуется индуктивность выше 15...20 мкГн, обычно применяют однослойную обмотку. Целесообразность применения шаговой или рядовой обмотки определяется также диаметром катушки. Ориентировочные минимальные значения индуктивности, при которых целесообразно применять рядовую обмотку, следующие:

Диаметр каркаса, мм	6	10	15	20	25
Индуктивность, мкГн	2	4	10	20	30

Катушки с индуктивностью более сотен микрогенри выполняют с многослойными обмотками. При диаметре каркаса 10 мм однослойная обмотка целесообразна при индуктивности не более 30 мкГн.

Шаговые однослойные обмотки катушек индуктивности выполняют из медного посеребренного провода или медного провода с эмалевой изоляцией. Каркасы катушек, к которым предъявляются требования высокой добротности и малого ТКИ, изготовляют из высокочастотной керамики, характеризующейся малыми температурным коэффициентом линейного расширения и значением тангенса угла потерь, а также достаточной механической прочностью. Обмотку изготовляют намоткой провода со значительным натяжением (50...60 % разрывного усилия) или нагретого провода при незначительном натяжении. Более высокую стабильность имеют катушки, в которых обмотка образована слоем меди, нанесенной на керамический каркас методом вжигания с последующим серебрением.

Индуктивность катушки с однослойной рядовой обмоткой определяется по формуле

$$L = 0{,}01\,Dw^2/(l/D + 0{,}44), \qquad \text{(III.1)}$$

где L — индуктивность, мкГн; D — диаметр обмотки, см; w — число витков; l — длина обмотки, см, с шаговой обмоткой — по формуле

$$L' = L - kDw\,10^{-3},$$

где L' — индуктивность катушки, мкГн; L — индуктивность, вычисленная по формуле (III.1), мкГн; k — поправочный коэффициент, найденный по графику (рис. III.1).

Для точной подгонки индуктивности катушек с однослойной рядовой обмоткой перемещают подстроечный сердечник, крайние витки или короткозамкнутый виток, соосный с обмоткой. Индуктивность катушек с шаговой обмоткой можно изменять также, перемещая место подсоединения одного из выводов.

Катушки индуктивности с симметричными обмотками применяются в симметричных колебательных контурах (например, контуры частотных детекторов). Симметричные обмотки получают путем бифилярной

или перекрестной намотки провода (рис. III.2). В первом случае намотку выполняют двумя проводами, сложенными вместе. Начало одного провода H_2 соединяют с концом другого K_1. Место соединения является средним выводом катушки. При такой намотке допускается подстройка индуктивности сердечником при несущественном нарушении симметрии обмотки. При перекрестной намотке достигается более точная симметрия обмотки, которая не нарушается при подстройке индуктивности сердечником.

Цилиндрические катушки индуктивности с многослойной обмоткой применяют, когда требуется индуктивность более 30...50 мкГн. *Катушки индуктивности с несекционированной многослойной рядовой обмоткой* характеризуются пониженными добротностью и стабильностью параметров, большой собственной емкостью. Значительно лучшими показателями обладают катушки с многослойной обмоткой, намотанной «внавал», т. е. с хаотичным расположением витков. Катушки

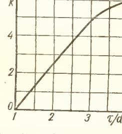


Рис. III.1. Зависимость поправочного коэффициента от τ/d (τ — шаг намотки; d — диаметр провода).

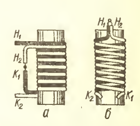


Рис. III.2. Катушки индуктивности с симметричными обмотками, выполняемыми бифилярной (*а*) и перекрестной (*б*) намоткой.

с обмоткой, выполненной намоткой «универсаль» (перекрестной), также могут иметь сравнительно высокую добротность (до 100) и пониженную собственную емкость, однако для их изготовления требуется сравнительно сложное оборудование. Такие катушки в настоящее время изготовляются редко, поскольку достаточно хорошие результаты получаются при намотке «внавал», если использовать типовые ферромагнитные сердечники. Обычно катушки индуктивности с многослойными обмотками изготовляют на каркасах из полистирола. Для обмоток используются провода с эмалевой изоляцией, эмалевой и дополнительной волокнистой изоляцией (марки ПЭВЛО, ПЭВТЛ и др.), а также литцендрат (см. гл. I, § 2). При использовании проводов с дополнительной волокнистой изоляцией уменьшается собственная емкость катушек, а при использовании литцендрата повышается добротность (на частотах, не превышающих 1...1,5 МГц). Существенный недостаток катушек с обмотками из литцендрата — резкое возрастание собственной емкости при обрыве или плохом контакте хотя бы одной из жилок провода.

Индуктивность катушки без сердечника с многослойной обмоткой определяется по формуле

$$L = 0{,}08\, D_{\text{ср}}^2\, w^2/(3D_{\text{ср}} + 9l + 10t), \qquad \text{(III.2)}$$

где L — индуктивность, мкГн; $D_{\text{ср}}$ — средний диаметр обмотки, см; l — длина обмотки, см; t — толщина обмотки, см; w — число витков. Если задана индуктивность и нужно рассчитать число витков, следует

задаться значениями D, l и t и определить значение w, используя формулу (III.2). После этого необходимо определить толщину обмотки: $t = 1{,}3d_0^2w/l$, где t — толщина обмотки, мм; d_0 — диаметр провода с изоляцией, мм; l — длина обмотки, мм. Если фактическая толщина обмотки отличается от принятой вначале более чем на 10 %, следует задаться другими размерами и повторить расчет.

Катушки с секционированной обмоткой характеризуются сравнительно высокой добротностью, пониженной собственной емкостью и меньшим наружным диаметром. Наиболее часто секционированные обмотки наматывают на специальные каркасы внавал (рис. III.3). Каждая секция обмотки представляет собой несекционированную обмотку, содержащую небольшое число витков. Число секций выбирают обычно от двух до шести.

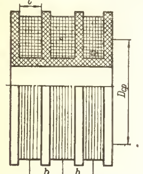


Рис. III.3. Катушка индуктивности с секционированной обмоткой.

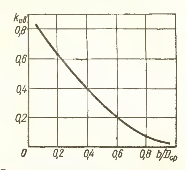


Рис. III.4. Зависимость коэффициента связи между смежными секциями от размеров секций и расстояния между ними.

Индуктивность катушки с обмоткой, содержащей n секций, определяется по формуле

$$L = L_c\,[n + 2k_{св}\,(n - 1)],$$

где L_c — индуктивность секции; $k_{св}$ — коэффициент связи между смежными секциями, зависящий от размеров секций и расстояния b между ними (рис. III.4). Отношение $b/D_{ср}$ выбирают так, чтобы значение коэффициента связи находилось в пределах 0,25...0,4. Это достигается при $b = 2l$. Каждая секция рассчитывается как обычная катушка (см. выше).

Спиральные катушки представляют собой плоские спирали, изготовленные намоткой из медных обмоточных проводов или методом печатного монтажа из фольгированного гетинакса или стеклотекстолита. Они могут иметь круглую, квадратную или другую форму. Проволочные спиральные катушки индуктивности имеют удовлетворительную механическую прочность, сравнительно небольшую собственную емкость, просты в изготовлении и могут применяться на частотах до 10 МГц. Для их изготовления целесообразно использовать провода с дополнительной волокнистой изоляцией, поскольку при этом достигается повышенная прочность клеевого соединения витков.

Печатные плоские катушки индуктивности на стеклотекстолите отличаются повышенной механической прочностью и применяются на

частотах до 100 МГц. Для более высоких частот печатные катушки изготовляют из фольгированного фторопласта. Обычно индуктивность печатных катушек не превышает 10 мкГн. Чтобы получить приемлемое значение добротности катушки, ширину проводников выбирают в пределах 0,4...1 мм. При этом на площади 1 см² размещается катушка с индуктивностью до 10 мкГн. Для увеличения индуктивности можно использовать последовательное включение двух и более катушек, расположенных на одной или двух сторонах печатной платы. Для повышения добротности катушки следует выбирать диаметр внутреннего витка не менее 10 мм. Современные печатные катушки имеют добротность 100...130 на частотах 10...30 МГц.

Индуктивность и добротность спиральной катушки существенно увеличиваются, если с одной или обеих сторон на нее наложить ферритовые пластинки. Изменяя расстояние между катушкой и пластинками, можно регулировать индуктивность катушки.

Индуктивность спиральной катушки с круглыми витками определяется по формуле

$$L = 24{,}7 \cdot 10^{-3} D_{\text{ср}} \sqrt[3]{w^5} \lg (4D_{\text{ср}}/t),$$

где L — индуктивность, мкГн; $D_{\text{ср}}$ — средний диаметр катушки, см, t — радиальная ширина катушки, см; w — число витков; индуктивность спиральной катушки с квадратными витками — по формуле

$$L = 55{,}5 \cdot 10^{-3} a \sqrt[3]{w^5} \lg (8a/t),$$

где L — индуктивность, мкГн; a — средняя длина стороны квадрата, см; w — число витков; t — наименьшая радиальная ширина катушки, см.

Экранированные катушки индуктивности применяют, когда необходимо устранить паразитные связи, обусловленные внешним электромагнитным полем катушки, или влияние на катушку полей других источников. Эффективность экранирования повышается при увеличении частоты переменного поля, толщины экрана и уменьшении удельного электрического сопротивления материала экрана. Экраны высокочастотных катушек индуктивности изготовляют из меди и алюминия толщиной не менее 0,4...0,5 мм. Такая толщина экрана при частоте переменного поля более 1 МГц превышает расстояние, на котором плотность наводимого тока падает в 100 раз по сравнению с плотностью тока на поверхности экрана, что достаточно для эффективного экранирования.

Под влиянием экрана изменяются параметры катушки: уменьшаются индуктивность и добротность, увеличивается собственная емкость. Изменение параметров катушки тем больше, чем ближе к ее виткам расположен экран. Индуктивность экранированной цилиндрической катушки с однослойной или тонкой многослойной обмоткой можно определить при помощи графика, приведенного на рис. III.5, где $l/D_{\text{ср}}$ — отношение длины обмотки к ее среднему диаметру; $L_э/L$ — отношение индуктивности экранированной катушки к индуктивности той же катушки без экрана; $D_э/D_{\text{ср}}$ — отношение диаметра экрана к среднему диаметру обмотки. Если экран прямоугольной формы, при расчете пользуются эквивалентным диаметром, равным полусумме диаметров вписанной и описанной окружностей. Влияние экрана на катушку с броневым или кольцевым сердечником значительно слабее, чем на катушку без сердечника. Экран такой катушки можно располагать на минимальном расстоянии от нее.

Часто экраны высокочастотных катушек индуктивности снабжены отверстиями для вращения сердечников или изменения положения одной из катушек, связанных индуктивно. В этих случаях отверстия должны быть минимальными. Если катушка расположена соосно с экраном, прорези следует располагать перпендикулярно образующей цилиндрического экрана (рис. III.6).

Катушки с сердечниками из немагнитных материалов, характеризующиеся высокой стабильностью параметров, применяются в контурах гетеродинов, широкополосных УПЧ в приемниках КВ и УКВ. Материал сердечника — медь, латунь, алюминий и его сплавы. Медные сердечники используются преимущественно для подстройки индуктивности (до 20 %), когда вносимые сердечником потери должны быть минимальными. При введении в катушку металлического сердечника

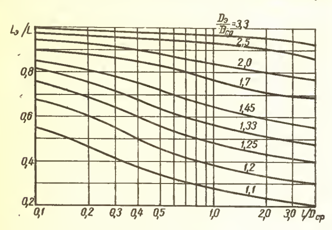


Рис. III.5. Определение индуктивности экранированных катушек.

индуктивность и добротность уменьшаются, причем индуктивность уменьшается тем сильнее, чем больший объем металла вводится и чем выше его проводимость. Добротность уменьшается еще в большей степени, чем индуктивность. Например, введение в катушку медного сердечника, уменьшающего индуктивность на 15 %, вызывает снижение добротности на 45 %. При введении алюминиевого сердечника, уменьшающего индуктивность на 15 %, добротность падает в 3... ...4 раза. Поэтому алюминиевые сердечники используются в катушках широкополосных контуров для специальных приемников.

При расчете катушек индуктивности с сердечниками из немагнитных металлов определяют расчетное значение индуктивности катушки без сердечника:

$$L = L_{тр}\,(1 + \Delta L/L),$$

где $L_{тр}$ — требуемое значение индуктивности; $\Delta L/L$ — относительное изменение индуктивности катушки при введении сердечника (рис. III.7). На рис. III.7 показано среднее положение сердечника, при котором $x = 0$.

Катушки индуктивности с ферромагнитными сердечниками содержат меньшее число витков при заданной индуктивности и отличаются

более высокой добротностью и меньшими размерами. Применение ферромагнитых сердечников позволяет уменьшить размеры экранов и упростить подгонку индуктивности. Указанные преимущества полностью реализуются в диапазонах ДВ, СВ и КВ при соответствующем выборе вида сердечника и его материала и малых напряжениях на катушке, например в радиоприемниках. При использовании ферромагнитных сердечников снижается стабильность параметров катушек, кроме того, индуктивность и добротность катушек зависят от амплитуды переменного напряжения на катушке и значения постоянного тока, протекающего через обмотку.

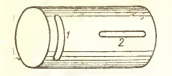
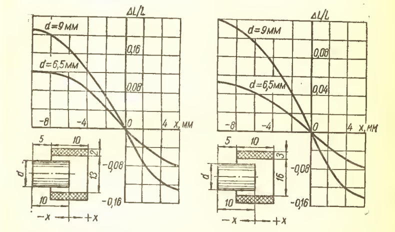


Рис. III.6. Расположение прорезей в экране:
1 — правильное; 2 — неправильное.

Рис. III.7. Зависимость относительного изменения индуктивности от размеров катушки и положения немагнитного металлического сердечника.



Ферромагнитные сердечники для катушек изготовляются из магнитодиэлектриков и ферритов (см. гл. I). При заданных габаритных размерах катушки следует применять материал сердечника, обладающий наименьшим значением отношения тангенса угла потерь к начальной магнитной проницаемости в диапазоне рабочих частот. Сердечники из ферритов позволяют получить бо́льшую добротность катушек, чем сердечники из магнитодиэлектриков. Для стабильных высокочастотных катушек индуктивности рекомендуется применять сердечники из карбонильного железа или термостабильных ферритов.

Основные параметры ферромагнитных сердечников. Относительная магнитная проницаемость μ_c — отношение индуктивности катушки заданных размеров и числа витков с сердечником к индуктивности этой же катушки без сердечника (ГОСТ 23618—79). Чем больше магнитная проницаемость материала сердечника (измеряется на кольцевых сердечниках), ниже частота переменного напряжения на катушке и меньше расстояние между сердечником

и обмоткой катушки, тем выше относительная магнитная проницаемость сердечника.

Добротность сердечника — отношение реактивного сопротиаления катушки к вносимому сердечником сопротиалению потерь. Измеряется на стандартной катушке.

Относительная добротность сердечника $Q_{отн}$ — отношение добротности катушки с сердечником к добротности этой же катушки без сердечника — характеризует потери, вносимые сердечником в катушку, и может служить мерой определения диапавона рабочих частот. Верхней границей диапазона рабочих частот является частота, при которой относительная добротность уменьшается до единицы. За пределамн диапазона рабочих частот применение сердечника целесообразно только для регулировки индуктивности.

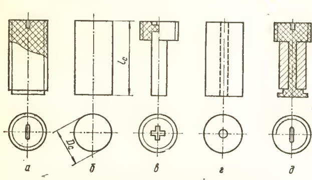


Рис. III.8. Цилиндрические ферромагнитные сердечники:
а — резьбовой; *б* — стержневой; *в* — стержневой с резьбовой втулкой; *г* — трубчатый; *д* — трубчатый с резьбовой втулкой.

Температурный коэффициент относительной магнитной проницаемости сердечника $ТК_{\mu_c}$ — отношение производной от μ_c по температуре к μ_c. Практически $ТК_{\mu_c}$ определяют как относительное изменение μ_c при изменении температуры на 1 °С.

Изменение μ_c с течением времени вызывается старением материала и проявляется особенно резко в начальный период после изготовления сердечника.

Катушки индуктивиости с цилиндрическими сердечииками. Промышленностью выпускаются цилиндрические сердечники (рис. III.8) из карбонильного железа и ферритов. Резьбовые сердечники используются в цилиндрических катушках с одно- и многослойными обмотками, когда требуется подгонка индуктивности в процессе регулировки аппаратуры, и в качестае элемента подстройки (подстроечника) броневых сердечников. Для этих же целей используются гладкие (стержнеаые) и трубчатые сердечники с напрессованной резьбовой втулкой из пластмассы. Стержневые сердечники прнменяются также в дросселях высокой частоты, а трубчатые — в ферровариометрах.

Основные параметры цилиндрических сердечников и их номинальные размеры приведены а табл. III.1 и III.2.

Относительную магнитную проницаемость цилиндрического сердечника можно рассчитать, если его длина преаышает длину обмотки

Таблица III.1. Основные параметры цилиндрических сердечников из карбонильного железа

Типоразмер*	Материал	Относительная магнитная проницаемость*³, не менее	Относительная добротность*², не менее	Частота измерения, МГц	TK_{μ_c} в диапазоне температур от −60 до +85 °С
С9,3×10	Р-10	1,9	1,2	6	0,0025...0,018
С9,3×19	Р-10	2,9	1,85	5	0,0025...0,018
С9,3×19	Р-20	2,95	2,0	5	0,002...0,015
С9,3×19	Р-100	1,55	2,1	50	0,005...0,01
С9,3×19	Р-100Ф	1,6	1,1	50	0,003...0,015
С9,3×19	Пс	2,9	2,0	5	0,0025...0,011
Т9,3×3,2×10	Р-10	1,9	1,2	6	0,015
Т9,3×3,2×19	Р-10	2,0	1,35	6	0,015
РМ2×7	Р-100	—	—	60	0,01
РМ2×8	Р-100	—	—	60	0,01
РМ3×5	Р-100	—	—	50	0,01
РМ3×8	Р-100	—	—	50	0,01
РМ4×11,5	Р-100	—	—	50	0,01

* В обозначении типоразмера первая буква соответствует типу сердечника (С — стержневой, Т — трубчатый, Р — резьбовой). В обозначении типоразмера резьбового сердечника буква М указывает на то, что резьба метрическая; первое число — диаметр, мм, второе — длина сердечника, мм. В обозначении типоразмера трубчатых сердечников числа соответствуют наружному, внутреннему диаметрам и длине (в миллиметрах).

*² При измерении с катушкой, имеющей каркас из полистирола диаметром 11 мм и однослойную обмотку из 18 витков провода ПЭВ-1 0,41, для частот измерений 5 и 6 МГц и из 2 витков — для частоты 50 МГц.

Таблица III.2. Номинальные размеры стержневых и трубчатых сердечников из магнитомягких ферритов (ГОСТ 19726—79)

Стержневой сердечник		Трубчатый сердечник		
Диаметр, мм	Длина*, мм	Диаметр, мм: наружный	Диаметр, мм: внутренний	Длина*, мм
1,2	10,0	2,5	0,8	5,0...14,0
1,8	12,0	2,8	0,8; 1,0	4,0...14,0
2,8	6,3...45,0	3,2	0,8; 1,0	5,0...14,0
3,2	6,3...20,0	4,0	1,0	10,0...32,0
3,5	10,0...50,0	4,0	1,5	12,0...32,0
4,0	10,0...45,0	5,0	1,5	16,0...40,0
4,5	20,0; 50,0	6,3	2,0	10,0...45,0
6,3	10,0...63,0	6,3	2,6	20,0...45,0
8,0	16,0...71,0	8,0	2,8	18,0
10,0	32,0...71,0	8,0	4,0	10,0...63,0
		10,0	4,0	16,0...63,0
		10,0	7,1	12,0...63,0
		10,0	8,0	25,0
		16,0	8,0	20,0...63,0

* Промежуточные значения приведены в ГОСТ 19726—79.

катушки. Так для тонких катушек, обмотки которых расположены непосредственно на сердечнике, можно использовать приближенную эмпирическую формулу

$$\mu_c = \mu_н / [1 + 0{,}84 (D_c / l_c)^{1{,}7} (\mu_н - 1)],$$

где $\mu_н$ — начальная магнитная проницаемость материала сердечника (см. гл. I, § 7); D_c — диаметр цилиндрического сердечника; l_c — длина сердечника. Если обмотка катушки расположена на каркасе, то относительная магнитная проницаемость сердечника снижается. В этом случае

$$\mu'_c = D_c^2 (\mu_c - 1) / D_{об}^2 + 1,$$

где D_c — диаметр сердечника; μ_c — относительная магнитная проницаемость сердечника при намотке непосредственно на сердечник; $D_{об}$ — средний диаметр обмотки.

Катушки с броневыми сердечниками характеризуются малыми размерами, сравнительно высокой добротностью и малой собственной емкостью. Ценным свойством таких катушек является слабое внешнее магнитное поле, создаваемое ими, что позволяет приближать экраны к самому сердечнику, а в некоторых случаях не экранировать катушки. Катушки с броневыми сердечниками применяют в контурах УРЧ и УПЧ радиоприемников и в электрических фильтрах различного назначения.

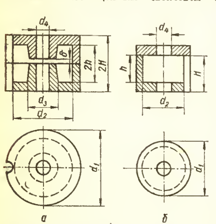


Рис. III.9. Броневые сердечники из ферритов:

а — тип Б (с одним боковым пазом); *б* — тип Ч (чашечный)

Конструкции броневых сердечников показаны на рис. III.9 и III.10. Броневые сердечники могут быть с замкнутой или разомкнутой магнитной цепью. Сердечник с замкнутой магнитной цепью составляется из двух чашек с центральным керном, в отверстие которого вводится цилиндрический подстроечник (рис. III.9,*а* и III.10,*а*, *б*), или из чашки без керна и резьбовой втулки с керном (рис. III.10,*в*). Немагнитный зазор δ образуется при укорочении керна одной (см. рис. III.9,*а*) или обеих чашек. Броневой сердечник с разомкнутой магнитной цепью состоит из чашки с керном, чашки без керна и подстроечника. Частным видом броневого сердечника является чашечный сердечник (рис. III.9,*б* и III.10,*г*). В качестве подстроечников используются стержневые, резьбовые и трубчатые сердечники с резьбовой втулкой (см. рис. III.8). Если чашки не имеют резьбы, подстроечники ввинчивают в детали крепления чашек. Сердечники с разомкнутой магнитной цепью (с зазором) обладают меньшей относительной магнитной проницаемостью, вносят меньшие потери.

Броневые сердечники изготовляются из ферритов и карбонильного железа. Сердечники из ферритов могут иметь один (см. рис. III.9)

или два боковых паза. В качестве подстроечников используются стержневые и трубчатые сердечники с резьбовой втулкой (см. рис. III.8,*в*, *д*). Номинальные размеры броневых сердечников из ферритов приведены в табл. III.3, подстроечников к ним — в табл. III.4, а их основные параметры — в табл. III.5 и III.6. Относительная магнитная проницаемость сердечников типа Б с немагнитным зазором нормирована, ее значение (см. табл. III.5) устанавливается зазором. В сердечники, изготовленные без зазора, можно ввести немагнитный зазор, установив между чашками прокладки из электроизоляционного материала.

Относительная магнитная проницаемость сердечников с немагнитным зазором определяется по формуле

$$\mu_{с.з} = \mu_с/(1 + \mu_с \delta / l_{эф}),$$

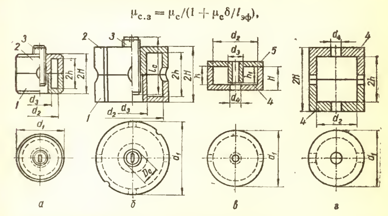


Рис. III.10. Броневые сердечники из карбонильного железа:
а — СБ-9а, СБ-12а, СБ-18а; *б* — СБ-23а, СБ-28а, СБ-34а; *в* — с резьбовой втулкой; *г* — чашечный; *1*, *2* — чашка с керном соответственно без резьбы и с резьбой; *3* — подстроечник; *4* — чашка без керна; *5* — резьбовая втулка.

где $\mu_с$ — относительная магнитная проницаемость сердечника без зазора (см. табл. III.6); δ — длина зазора; $l_{эф}$ — эффективная длина магнитной линии сердечника (см. табл. III.3). Если зазор образован прокладкой между чашками, длина равна удвоенной толщине прокладки.

Чашечные сердечники типа Ч изготовляют из термостабильных ферритов марок 1000НМЗ и 50ВН (см. табл. I.18). Эти сердечники применяют в катушках для контуров малогабаритных приемников. Сердечники $Ч_5$—$Ч_{10}$ из феррита марки 1000НМЗ используются на частотах до 2 МГц, $Ч_1$—$Ч_4$ из феррита марки 50ВН — на частотах 1...50 МГц.

Броневые сердечники типа СБ из карбонильного железа выпускаются с замкнутой магнитной цепью (исполнение «а») и разомкнутой магнитной цепью (исполнение «б»). Зазор между кернами в сердечниках исполнения «а» не превышает 0,5 мм для СБ-9а и 2 мм — для остальных сердечников. Номинальные размеры сердечников типа СБ приведены в табл. III.7, а основные параметры — в табл. III.8. Из карбонильного железа марки Р-100Ф изготовляют детали для броневых сердечников, показанных на рис. III.10,*в*, *г*. Чашки выпускаются с двумя боковыми пазами и без пазов. Номинальные размеры этих деталей приведены в табл. III.9.

Таблица III.3. Номинальные размеры броневых и чашечных сердечников из ферритов

Тип сердечника	Размеры чашек, мм (см. рис. III.9)						Эффективная длина магнитной линии, см	Средняя площадь сечения магнитной цепи, см²	Начальный коэффициент индуктивности, мкГн
	d_1	d_2	d_3	d_4	H	h			
Б6	6,7	5,0	2,8	1,1	2,7	1,8	1,04	0,07	
Б9	9,3	7,5	3,9	2,0	2,7	1,8	1,26	0,11	
Б11	11,3	9,0	4,7	2,0	3,3	2,2	1,54	0,18	
Б14	14,3	11,6	6,0	3,0	4,3	2,8	1,89	0,28	
Б18	18,4	14,9	7,6	3,0	5,4	3,6	2,49	0,48	
Б22	22	17,9	9,4	4,4	6,8	4,6	3,04	0,69	
Б26	26	21,2	11,5	5,4	8,2	5,5	3,6	1,01	
Б30	30,5	25,0	13,5	5,3	9,5	6,5	4,44	1,38	
Б36	36,2	29,9	16,2	5,4	11,0	7,3	5,4	2,2	
Б42	43,1	35,6	17,7	5,4	15,0	10,2	6,17	2,48	
Б48	48,7	39,5	20,4	7,3	15,9	10,3	6,92	3,74	
$Ч_1$	6,5	5,3	—	3,3	3,6	2,6			0,006...0,017
$Ч_2$	6,5	5,3	—	3,3	3,6	2,1			0,007...0,022
$Ч_3$	6,5	5,3	—	3,3	4,5	3,5			0,008...0,02
$Ч_4$	6,5	5,3	—	3,3	4,5	3,0			0,01...0,022
$Ч_5$	6,5	5,3	—	3,3	5,5	3,5			0,18...0,37
$Ч_6$	6,5	5,3	—	3,3	5,5	3,0			0,2...0,41
$Ч_7$	9,0	7,8	—	3,3	4,5	3,5			0,21...0,4
$Ч_8$	9,0	7,8	—	3,3	4,5	3,0			0,23...0,5
$Ч_9$	9,0	7,8	—	3,3	6,5	5,5			0,22...0,52
$Ч_{10}$	9,0	7,8	—	3,3	6,5	5,0			0,26...0,6

Таблица III.4. Рекомендуемые сочетания чашек и подстроечников в броневых и чашечных сердечниках из ферритов

Тип чашки	Типоразмер подстроечника *		
	стержневого	резьбового	трубчатого
Б6, Б9	ПС0,56×5	—	—
Б9, Б11	ПС0,8×5	—	—
Б11	ПС1×6	—	—
Б14	ПС1,8×8 ПС2,2×8	ПР2,2×0,5×8	ПТ2,2×0,8×8
Б18	ПС1,8×10 ПС2,2×10	ПР2,2×0,5×10	ПТ2,2×0,8×10
Б22	ПС3,2×11 ПС3,5×13	ПР3,5×0,5×11	ПТ3,5×1,2×13
Б26	ПС3,9×15 ПС4,5×15	ПР4,5×0,5×15	ПТ4,5×1,5×16
Б30	ПС4,2×17 ПС4,5×17	ПР4,5×0,5×17	ПТ4,5×1,5×18
Б36	ПС4,5×21	ПР4,5×0,5×21	ПТ4,5×1,5×20
Б42	ПС4,5×25	ПР4,5×0,5×25	ПТ4,5×1,5×23
Б48	ПС6×25	ПР6×0,5×25	ПТ6×1,8×24
$Ч_1$—$Ч_4$	С3×6; С3×7,5; С3×9,5	—	—
$Ч_5$—$Ч_{10}$	С3×6; С3×9,5; С3×13,5	—	—

* В типоразмере числа означают: для стержневых — диаметр и длину, для резьбовых — диаметр, шаг резьбы и длину, для трубчатых — наружный, внутренний диаметры и длину (в миллиметрах).

Таблица III.5. Относительная магнитная проницаемость и начальный коэффициент индуктивности броневых сердечников из ферритов (с зазором)

Тип сердечника	Марка феррита						
	2000НМ1	1500НМ3	1000НМ3	700НМ	50ВН	30ВН	20ВН
Б6	—	—	—	—	13,5/10		—
	—	33,7/25		—	21,6/16	—	—
Б9	63/60	26,2/25; 42/40; 63/60			26,2/25	10,5/10	
						16,8/16	—
Б11	58/60	38,8/40; 58/60			38,8/40	15,5/16	9,7/10
	103/100			—			
Б14	90/160	22/40; 56/100; 90/160			22/40		9/16
					—	14/25	
Б18	65/160; 102/250			25/60; 41/100		10,5/25	
	—	41/100		65/160	16/40		
Б22	57/160; 90/250; 140/400				22/60		14/40
	—	36/100				—	
Б26	72/250; 116/400; 182/630			—	29/100	—	
	—	46/160	72/250; 116/400		—	—	—
	—		46/160		—	—	—
Б30	44/160; 69/250; 112/400; 224/630				—	—	—
Б36	77/400; 121/630; 193/1000			—	—	—	—
Б48	98/630; 194/1250; 249/1600			—	—	—	—

Примечание. Числитель дроби — относительная магнитная проницаемость, знаменатель — начальный коэффициент индуктивности (в наногенри).

Таблица III.6. Относительная магнитная проницаемость и начальный коэффициент индуктивности броневых сердечников из ферритов (без зазора)

Тип сердечника	Марка феррита						
	2000НМ1	1500НМ3	1000НМ3	700НМ	50ВН	30ВН	20ВН
Б6	—	850/630	680/500	—	—	—	—
Б9	1130/1060	960/900	720/680	555/520	50/47	30/28	20/19
Б11	1170/1200	970/1000	730/750	555/570	48/50	29/30	19/20
Б14	1230/2200	1050/1850	770/1370	580/1030	49/88	30/53	19/35
Б18	1270/3100	1130/2750	820/2000	620/1500	49/120	30/73	19/48
Б22	1450/4000	1160/3200	835/2300	615/1700	49/137	30/83	20/55
Б26	1550/5400	1230/4300	860/3000	630/2200	49/172	—	—
Б30	1660/6000	1300/4700	900/3250	655/2350	—	—	—
Б36	1670/8700	1300/6800	900/4700	—	—	—	—
Б48	1750/11300	1350/8700	930/6000	—	—	—	—

Примечание. Числитель дроби — относительная магнитная проницаемость, знаменатель — начальный коэффициент индуктивности (в наногенри).

Таблица III.7. Номинальные размеры броневых сердечников из карбонильного железа

Тип сердечника	Размеры, мм							Эффективная длина магнитной линии *, см	Средняя площадь сечения магнитной цепи, см²
	чашки					подстроечника			
	d_1	d_2	d_3	h	H	l_C	D_C		
СБ-6	6,5	4,9	3,0	2,0	3,2	7,0	М2	1,31	0,11
СБ-9	9,6	7,5	4,6	2,1	3,8	8,0	М3	1,6	0,23
СБ-12	12,3	10,0	6,0	4,1	5,5	11,5	М4	2,5	0,3
СБ-18	18	14	9	5,2	7,4	13,5	М5	3,4	0,74
СБ-23-11	23	18,5	10	3,1	5,7	13	М7×0,75	2,9	1,1
СБ-23-17	23	18	11	6	8,7	19	М7×0,75	4	1,14
СБ-28	28	22	13	8,5	11,7	25	М8×1	5,4	1,7
СБ-34	34	27	13,5	10,2	14,2	30	М8×1	6,8	2,3

* Для сердечников с замкнутой магнитной цепью (исполнение «а»).

Таблица III.8. Основные параметры броневых сердечников из карбонильного железа

Тип	Материал	Относительная магнитная проницаемость	Относительная добротность, не менее	Частота измерения, МГц	TK_{μ_c}, %/°C
СБ-9а	Р-10	2,7...3,9	2,1	3	0,015
СБ-12а		3,0...4,3	2,2	0,5	0,015
СБ-12б		1,7...2,5	1,0	0,5	0,015
СБ-23-11а		2,8...4,3	1,55	0,85	0,015
СБ-23б		1,8...2,6	1,0	0,85	0,015
СБ-23-17в		3,4...4,5	1,3	1,0	0,015
СБ-28а		3,7...4,9	1,2	1,0	0,015
СБ-34а		3,4...5,0	1,1	1,0	0,015
СБ-9а	Р-100	2,6 ± 15 %	1,0	30,0	0,01
СБ-12а		2,3 ± 15 %	0,9	25,0	0,01
СБ-9а	Р-100Ф	2,3 ± 15 %	1,0	30,0	0,015
СБ-12а		2,1 ± 15 %	0,9	25,0	0,015

Таблица III.9. Номинальные размеры деталей из карбонильного железа марки Р-100Ф (см. рис. III.10, *в, г*)

Деталь	d_1, мм	d_2, мм	d_3, мм	d_4, мм	H, мм	h, мм	h_1, мм
Чашка	6,5	5,0	—	3,1	2,8	2,0	—
	8,0	6,0	—	3,4	3,5	2,0	—
	8,0	6,0	—	3,2	4,0	2,8	—
	9,0	7,1	—	3,2	3,0	2,0	—
	9,0	7,1	—	3,2	3,6	2,0	—
Втулка	8,0	—	4,6	—	—	2,65	2,65
Кольцо	6,5	—	—	3,1	—	—	0,8*
	8,0	—	—	3,4	—	—	1,0*
	5,0	—	—	3,0	—	—	1,5*
	5,0	—	—	3,0	—	—	1,0*

* Толщина колец, мм.

Выбор магнитного материала и типа сердечника зависит от требований, предъявляемых к катушке индуктивности. Например, для малогабаритных катушек, к добротности которых не предъявляются высокие требования, целесообразно применение сердечников из ферритов с высокой начальной магнитной проницаемостью. Для повышения добротности следует применять ферриты с возможно большим отношением $\mu_н/\mathrm{tg}\,\delta$ (см. гл. I, § 7). Дальнейшее повышение добротности может быть достигнуто введением немагнитного зазора. Если к катушке предъявляются повышенные требования в отношении температурной стабильности индуктивности, то следует выбирать термостабильные ферриты и сердечники с зазором или сердечники из карбонильного железа. Когда задан ТКИ катушки, необходимо выбирать сердечник с относительной магнитной проницаемостью $\mu_с = \text{ТКИ} \times \mu_н/\text{ТК}_{\mu_н}$, где $\mu_н$ — начальная магнитная проницаемость материала сердечника; $\text{ТК}_{\mu_н}$ — ее температурный коэффициент (см. гл. I, § 7).

Температурный коэффициент индуктивности катушки с сердечником без зазора полностью определяется значением $\text{ТК}_{\mu_с}$. Если в сердечник введен немагнитный зазор, ТКИ меньше. При $\delta/l_{эф} \ll 0{,}01$

$$\text{ТКИ}_з = \text{ТК}_{\mu_с}/(1 + \mu_с\delta/l_{эф}),$$

где δ — длина немагнитного зазора; $l_{эф}$ — эффективная длина магнитной линии сердечника.

Число витков катушки с броневым сердечником рассчитывается по формуле $w = m\sqrt{L}$, где m — постоянная, определяемая размерами сердечника и свойствами магнитного материала; L — индуктив-

ность катушки, мкГн. Ниже приведены значения m для броневых карбонильных сердечников:

Тип сердечника	СБ-9а	СБ-12а	СБ-23-11а	СБ-23-17а	СБ-28а	СБ-34а
m	7,1	6,7	4	4,5	4,3	4,4

Для сердечников других типов значения m можно определить экспериментально, измерив индуктивность катушки с известным числом витков.

Для определения числа витков катушки, с броневым сердечником можно пользоваться формулой $w = \sqrt{L/A_{L_н}}$, где $A_{L_н}$ — начальный коэффициент индуктивности (индуктивность одного витка), зависящий от материала и размеров сердечника (см. табл. III.3, III.5 и III.6); L — индуктивность катушки с сердечником.

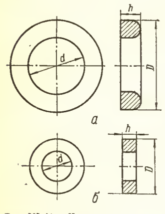


Рис. III.11. Кольцевые (тороидальные) сердечники:
а — из альсиферов; *б* — из ферритов.

Обмотки катушек с броневыми сердечниками выполняют намоткой внавал на специальные каркасы, содержащие 2...4 секции (см. рис. III.3). Поскольку длина провода получается сравнительно небольшой, потери в нем относительно малы. Поэтому диаметр провода слабо влияет на добротность катушки, которая практически определяется добротностью сердечника. Для обмоток применяют одножильный провод в эмалевой изоляции диаметром 0,1...0,2 мм или многожильный провод, состоящий из 2...5 жил диаметром 0,07...0,1 мм в эмалевой изоляции.

Кольцевые катушки индуктивности с сердечниками характеризуются малыми размерами, практически полным отсутствием внешнего магнитного поля, что позволяет использовать их без экранов, и сравнительно высокой добротностью (при выборе соответствующих материалов). Недостатки этих катушек — сложность намотки, невозможность регулировки индуктивности и пониженная стабильность индуктивности. Кольцевые катушки индуктивности с сердечниками применяются в контурах УПЧ малогабаритных приемников, в контурах, перестраиваемых подмагничиванием, в качестве дросселей и т. п.

Кольцевые (тороидальные) сердечники изготовляются из альсиферов и ферритов (рис. III.11). В табл. III.10 приведены основные размеры колец из альсиферов, а табл. III.11 и III.12 — размеры ферритовых колец с внешним диаметром до 45 мм.

Выбор материала и типоразмера сердечника для кольцевых катушек определяется требованиями к катушке (см. выше). При высоких требованиях к стабильности параметров катушки следует применять кольца из альсиферов с компенсированным ТКМП (см. табл. I.16). Размеры кольца выбирают с учетом требований к индуктивности и добротности катушки. Чем больше индуктивность и добротность катушки, тем большими должны быть размеры кольца.

Число витков кольцевой катушки с сердечником определяется по формуле

$$w = 280\sqrt{Ll_{эф}/\mu_д S_c},$$

Таблица III.10. Основные размеры альсиферовых колец (ГОСТ 8763—77)

Типоразмер *	Эффективная длина магнитной линии, см	Площадь поперечного сечения, мм²	Типоразмер *	Эффективная длина магнитной линии, см	Площадь поперечного сечения, мм²
К15×7×4,8	3,14	16,6	К44×28×7,2	10,9	49,7
К15×7×6,7	3,14	23,9	К44×28×10,3	10,9	74
К19×11×4,8	4,48	17,0	К55×32×8,2	13,0	78,2
К19×11×6,7	4,48	24,5	К55×32×9,7	13,0	95
К24×13×5,2	5,46	24,6	К55×32×11,7	13,0	117
К24×13×7	5,46	34,2	К64×40×9,7	15,7	99
К36×15×7,5	9,37	37,6	К64×40×14	15,7	150
К36×15×9,7	9,37	49,5	К75×46×12	18,3	148
			К75×46×16,8	18,3	216

* В обозначении типоразмера кольца первое число соответствует наружному диаметру, второе — внутреннему, третье — толщине кольца.

Таблица III.11. Номинальные размеры кольцевых сердечников из марганцево-цинковых ферритов

Типоразмер	Эффективная длина магнитной линии, мм	Площадь, мм²		Типоразмер	Эффективная длина магнитной линии, мм	Площадь, мм²	
		поперечного сечения	окна			поперечного сечения	окна
К4,0×2,5×1,2*	9,84	0,88	4,91	К20,0×10,5×5,0	43,55	24,02	78,54
К5,0×2,0×1,5	9,6	2,1	3,14	К20,0×12,0×6,0*	48,14	23,48	113,09
К5,0×3,0×1,5*	12,04	1,47	7,07	К28×16×9*	65,64	52,61	201,06
К7,0×4,0×1,5	16,41	2,19	12,57	К31×18,5×7	74,41	42,79	288,8
К7,0×4,0×2,0*	18,41	2,92	12,57	К32×16×18	69,68	61,5	201,06
К10,0×6,0×2,0	24,07	3,91	28,27	К32×16×12	69,68	92,25	201,06
К10,0×6,0×3,0*	24,07	5,87	28,27	К32×20×8	78,75	35,34	314,15
К10,0×6,0×4,5	24,07	8,81	28,27	К32×20×9*	78,75	53,02	314,15
К12,0×5,0×5,5	23,57	18,07	19,63	К38×24×7	94,04	48,15	452,38
К12,0×8,0×8,0	30,57	5,92	50,27	К40×25×7,5	98,64	55,23	490,87
К16,0×8,0×6,0	34,84	23,06	50,27	К40×25×11*	98,64	81,11	490,87
К16,0×10,0×4,5*	39,37	13,25	78,54	К45×28×8	110,47	66,74	615,75
К17,5×8,2×5,0	36,75	22,17	52,81	К45×28×12	110,47	97,83	615,75

Примечания: 1. В обозначении типоразмера первое число соответствует наружному диаметру кольца, второе — внутреннему, третье — толщине кольца (в миллиметрах). 2. Сердечники из феррита марки 700НМ изготовляют с наружным диаметром от 5 до 20 мм включительно. 3. Сердечники типоразмеров К5,0×2,0×1,5; К32×16×12 и К45×28×12 из ферритов марок 1000НМ, 1500НМ, 2000НМ, 3000НМ, 4000НМ, 6000НМ, 10000НМ не изготовляются. 4. Сердечники, отмеченные звездочкой, изготовляются из феррита марки 10000НМ.

Таблица III.12. Кольцевые сердечники из никелево-цинковых ферритов

Марка феррита	Типоразмер сердечника													
	K7,0×4,0×2,0	K10,0×6,0×3,0	K10,0×6,0×5,0	K12,0×6,0×4,5	K13,0×5,5×5,0	K16,0×8,0×6,0	K20,0×10,0×7,5	K20,0×12,0×6,0	K32×16×8	K32×16×12	K32×20×6	K38×24×7	K40×25×7,5	K45×28×8
2000НН	+	+	+	+	+	+	−	+	+	−	+	+	+	−
1000НН	+	−	+	+	+	+	−	+	−	−	+	+	+	−
600НН	+	−	+	+	+	+	+	+	−	−	+	+	+	+
400НН	+	+	+	+	+	+	−	+	−	−	+	+	+	−
200НН	+	−	−	−	−	−	+	−	−	+	−	−	+	+
100ННІ	+	−	+	+	+	+	−	−	−	−	−	+	−	−
55НН	−	−	−	+	−	−	+	−	−	−	+	−	−	+

Марка феррита	Типоразмер сердечника										
	K4,0×2,5×1,2	K4,0×2,5×1,6	K5,0×3,0×1,0	K6,0×3,0×2,4	K7,0×4,0×2,0	K10,0×6,0×3,0	K12,0×6,0×4,5	K12,0×8,0×6,0	K16,0×8,0×6,0	K20,0×10,0×5,0	K32×16×8
50ВН	+	−	+	+	+	−	+	−	+	+	+
30ВН	−	+	+	−	+	+	+	+	+	+	+
20ВН	−	+	+	−	+	+	+	+	+	+	+
7ВН	−	+	+	−	+	−	+	−	+	+	+

Примечания: 1. В типоразмере первое число означает наружный диаметр, второе — внутренний, третье — толщину кольца (в миллиметрах). 2. Знаком «+» обозначены изготовляемые сердечники.

где L — индуктивность, мГи; $l_{эф}$ — эффективная длина магнитной линии, см; $\mu_д$ — динамическая магнитная проницаемость материала сердечника (см. гл. I, § 7); S_c — площадь поперечного сечения сердечника, см^2. Если катушка предназначена для работы без постоянного подмагничивания в слабых переменных магнитных полях ($H_m <$ < 10 А/м), то вместо $\mu_д$ в формулу следует подставить значение начальной магнитной проницаемости материала сердечника (см. гл. I, § 7).

После расчета числа витков катушки необходимо оценить возможность размещения обмотки на сердечнике. Для этого рассчитывают площадь поперечного сечения обмотки с учетом изоляции провода и неплотности намотки и сравнивают ее с площадью окна сердечника. Должен оставаться запас площади окна, превышающий площадь сечения шпули с проводом, при помощи которой выполняют намотку. При необходимости выбирают кольцо другого размера и рассчитывают новое значение числа витков.

Для обмоток кольцевых катушек индуктивности следует применять обмоточные провода с повышенной механической прочностью изоляции (с дополнительной волокнистой изоляцией или изолированные высокопрочными эмалями). Перед намоткой кольцо следует обмотать лентой из лакоткани.

Индуктивно связанные катушки используются для магнитной связи между колебательными контурами, между антенной (или антенным фидером) и входным контуром приемника, в межкаскадных связях, в качестве широкополосных трансформаторов и т. п. Для осуществления магнитной связи между катушками их наматывают на общий каркас (или сердечник) либо располагают так, чтобы их оси были параллельны. Отклонение от этого условия приводит к уменьшению связи.

Степень магнитной связи между катушками характеризуется взаимной индуктивностью, которая зависит от числа витков катушек, их формы и размеров. Коэффициент связи между катушками $k_{св} = M/\sqrt{L_1 L_2}$, где M — взаимная индуктивность; L_1 и L_2 — индуктивности связанных катушек.

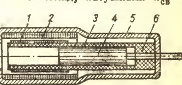


Рис. III.12. Ферровариометр:
1 — обмотка; *2* — наружный цилиндр из ферромагнитного материала; *3* — каркас катушки из пластмассы; *4* — сердечник; *5* — экран; *6* — тяга.

Расчет взаимной индуктивности катушек без сердечников можно выполнить лишь ориентировочно. Для катушек с сердечниками методика расчета не разработана. Поэтому приводим предельные значения коэффициентов связи для различных катушек.

Для катушек, намотанных на кольцевой магнитный сердечник, коэффициент связи можно принять равным единице. Для катушек с броневым сердечником без зазора он близок к единице. Если катушки имеют шаговые обмотки и витки одной из них располагаются между витками другой, можно получить коэффициент связи до 0,8, а при введении магнитного сердечника — еще больше. Если катушка с однослойной обмоткой расположена на одном каркасе с катушкой, имеющей многослойную обмотку, коэффициент связи может достигать 0,5. Коэффициент связи между катушками, помещенными в отдельные броневые сердечники, не превышает 0,015...0,02. Если две секции обмотки одной из катушек расположены по обе стороны другой катушки, достигается коэффициент связи 0,65...0,75.

Ферровариометры (вариометры с ферромагнитными сердечниками) применяются в качестве элементов настройки колебательных контуров, например, в автомобильных приемниках. Ферровариометр (рис. III.12) состоит из цилиндрической катушки, внутрь которой вдвигается сердечник из материала с высокой магнитной проницаемостью, например из феррита. Катушка размещается внутри цилиндра из ферромагнитного материала.

Коэффициент перекрытия ферровариометра тем больше, чем больше магнитная проницаемость материала сердечника и чем ближе он расположен к виткам катушки. Если использовать ферритовый сердечник, можно получить коэффициент перекрытия 25...30 и больше. Следует выбирать сердечники, у которых длина в 5...10 раз больше диаметра, а диаметр сердечника меньше наружного диаметра каркаса катушки на 0,5 ... 1 мм.

Ферровариометры могут использоваться для одновременной перестройки нескольких колебательных контуров. При этом сопряжение

настроек контуров преселектора и гетеродина обычно достигается включением дополнительных сопрягающих катушек индуктивности. В этом случае ферровариометры преселектора и гетеродина идентичны. Сопряжение может также достигаться применением сердечников различных форм и размеров или катушек с разным расположением витков.

3. Дроссели высокой частоты

Дросселем высокой частоты называют катушку индуктивности, включаемую в цепь для увеличения сопротивления токам высокой частоты. Основные параметры дросселя: полное сопротивление, сопротивление постоянному току и собственная емкость. Сопротивление дросселя постоянному току должно быть минимальным, полное сопротивление — достаточно большим и иметь индуктивный характер. Собственная емкость C_0 дросселя определяет его критическую частоту $f_{кр} = 1/2\pi\sqrt{LC_0}$, где L — индуктивность дросселя. На частотах ниже критической полное сопротивление дросселя имеет индуктивный характер. Критическая частота дросселя должна быть возможно больше (по крайней мере больше максимальной рабочей частоты устройства, в котором используется дроссель). Поэтому его собственная емкость должна быть минимальной. Точность индуктивности не имеет значения.

Конструктивно дроссели высокой частоты выполняются в виде катушек с одно- или многослойными обмотками с ферромагнитными сердечниками или без них. Дроссели с многослойными обмотками используют в диапазонах ДВ и СВ, с однослойными обмотками — на более коротких волнах. Для уменьшения собственной емкости дросселя многослойные обмотки секционируют, а однослойные наматывают как шаговую. Еще лучшие результаты можно получить при намотке с прогрессивным шагом, при этом дроссель должен быть подключен так, чтобы меньший потенциал высокой частоты был со стороны малого шага обмотки.

Если добротность дросселя не имеет значения, то с целью уменьшения собственной емкости дросселя выбирают диаметр каркаса от 3 до 6 мм и наматывают провод малого диаметра (0,02...0,05 мм). Однако плотность тока не должна превышать 4...5 А/мм^2.

Дроссели с ферромагнитными сердечниками отличаются меньшими размерами, меньшим количеством витков при заданной индуктивности и, следовательно, меньшей собственной емкостью. Поэтому они могут работать в более широком диапазоне частот. Если через дроссель протекает небольшой ток и требуется большая индуктивность, то целесообразно использовать тонкие стержни (диаметром 1,5...2 мм) из ферритов с большой магнитной проницаемостью. Если использовать феррит марки 600НН, у которого с увеличением частоты уменьшается диэлектрическая проницаемость, то индуктивность и собственная емкость дросселя будут уменьшаться с повышением частоты, что исключит резонансные явления в широком диапазоне частот.

Добротность дросселя важна в случаях, когда он подключается параллельно колебательному контуру (по переменному току). При этом целесообразно изготовление дросселя с ферромагнитным сердечником.

Число витков дросселя определяют так же, как число витков контурных катушек индуктивности. Диаметр провода выбирают так, чтобы получить приемлемую плотность тока и падение напряжения на дросселе не более 10 % напряжения источника питания.

При изготовлении дросселей высокой частоты с ферромагнитными сердечниками цилиндрической формы на сердечник накладывают слой конденсаторной бумаги или диэлектрической пленки и сверху наматывают обмотку. Если используется броневой сердечник, обмотку располагают на секционированном каркасе из пластмассы. На кольцевом сердечнике обмотку наматывают секциями.

Промышленность выпускает высокочастотные дроссели типа ДМ с ферритовыми сердечниками. Номинальные индуктивности этих дросселей лежат в диапазоне 1...500 мкГн. Допустимые значения тока — не менее 60 мА и возрастают с уменьшением индуктивности.

4. Общие сведения о трансформаторах и дросселях низкой частоты

Трансформатор — электромагнитное устройство переменного тока, предназначенное для изменения напряжения, согласования сопротивлений электрических цепей, разделения цепей источника и нагрузки по постоянному току, а также для изменения состояния цепи относительно корпуса. Основной частью трансформатора является магнитопровод из магнитомягкого материала с размещенными на нем обмотками.

В приемно-усилительных устройствах используются трансформаторы питания и согласующие сигнальные трансформаторы. *Трансформатор питания* — трансформатор малой мощности, предназначенный для преобразования напряжения электрической сети в напряжения, необходимые для питания электронной аппаратуры (ГОСТ 20938—75). *Согласующий сигнальный трансформатор* — трансформатор малой мощности, предназначенный для передачи электрических сигналов и согласования различных полных сопротивлений электрических цепей (ГОСТ 20938—75). Согласующие трансформаторы используют для согласования входа усилителя и источника сигнала (входные), выхода усилителя с нагрузкой (выходные), отдельных каскадов между собой (межкаскадные).

Дроссель низкой частоты — катушка индуктивности с магнитопроводом, предназначенная для использования в электрических цепях в качестве индуктивного сопротивления. В приемно-усилительной аппаратуре дроссели низкой частоты используются в фильтрах питания, различных низкочастотных фильтрах и цепях коррекции АЧХ.

Магнитопроводы. Для уменьшения потерь на вихревые токи магнитопроводы трансформаторов и дросселей набираются из штампованных пластин (рис. III.13), навиваются из полос электротехнической стали либо железо-никелевых сплавов (рис. III.14), а также изготовляются из магнитомягких ферритов (рис. III.15). Витые (ленточные) магнитопроводы характеризуются возможностью использования материалов различной толщины (до нескольких микрометров), что позволяет применять их для трансформаторов при повышенных частотах; лучшим, чем у пластинчатых магнитопроводов, использованием магнитных свойств материалов (особенно холоднокатаных сталей); несколько повышенными потерями; наличием воздушного зазора в стыках (5...40 мкм); меньшей стоимостью изготовления. Преимуществом магнитопроводов, набираемых из пластин, является возможность изготовления их практически из любых, даже очень хрупких, материалов.

По конструкции магнитопроводы разделяют на броневые, стержневые и кольцевые (тороидальные). В *броневых магнитопроводах* обмотки располагаются на центральном стержне, что упрощает конструкцию,

позволяет лучше использовать окно и частично создает защиту обмоток от механических воздействий. Недостатком трансформаторов с броневым магнитопроводом является повышенная чувствительность к воздействию магнитных полей низкой частоты. Это ограничивает применение броневых магнитопроводов для входных трансформаторов.

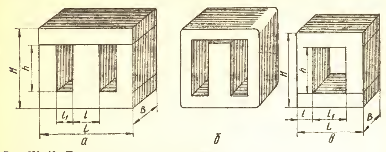
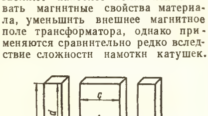


Рис. III. 13. Пластинчатые магнитопроводы:
а — типа ШI; *б* — типа Шп; *в* — типа ПН и ПУ.

В *стержневых магнитопроводах* обмотки располагаются на двух стержнях. При этом уменьшается толщина намотки и, следовательно, индуктивность рассеяния трансформатора. Кроме того, уменьшается расход провода и увеличивается поверхность охлаждения, что важно для трансформаторов повышенной мощности.



Кольцевые магнитопроводы позволяют наиболее полно использовать магнитные свойства материала, уменьшить внешнее магнитное поле трансформатора, однако применяются сравнительно редко вследствие сложности намотки катушек.

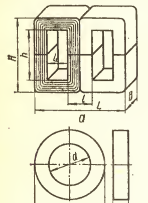


Рис. III.14. Ленточные (витые) магнитопроводы:
а — броневой; *б* — кольцевой.

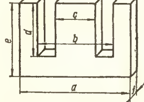


Рис. III.15. Ш-образный магнитопровод из ферритов.

В соответствии с ГОСТ 20249—80 изготовляются следующие виды пластин для магнитопроводов: I — пластина I-образная; Ш— пластина Ш-образная с высотой стержня h (см. рис. III.13,*а*) в 2,5; 2,8; 3 раза больше ширины окна l_1; Шу — пластина Ш-образная с уширенным основанием и высотой стержня h в 3; 3,16; 3,4; 3,5; 5 раз большей ширины окна l_1; Ша — пластина Ш-образная с высотой стержня $h > l_1$; Шб — пластина Ш-образная с высотой стержня $h < l_1$; Шп—

пластина Ш-образная с постоянным немагнитным зазором и $h > l_1$; Пн — пластина П-образная нормальная с высотой стержня $h > l_1$; Пу — пластина П-образная удлиненная с высотой стержня в 2,5 раза большей ширины окна l_1 (см. рис. III.13,*в*). Для уменьшения потерь на вихревые токи пластины изолируют одну от другой. Изоляцией служит слой окисда, который образуется при отжиге пластин.

Магнитопровод типа ШI собирается из пластин Ш и I в перекрышку (рис. III.13,*а*) или в стык (с немагнитным зазором), магнитопровод типа ШШ — из пластин Ша и Шб, типа ШУ — из пластин Шу и I, типа ШП (рис. III.13,*б*) — из пластин Шп, типа ПН (рис. III.13,*в*) — из пластин Пн и I, типа ПУ (рис. III.13,*в*) — из пластин Пу и I. Магнитопроводы с немагнитным зазором (типов ШI, ШШ, ШУ и ШП) используются в трансформаторах и дросселях, по обмоткам которых протекает постоянный ток. Выбрав оптимальный немагнитный зазор, можно получить наибольшую индуктивность дросселя или трансформатора. Размеры стандартных пластинчатых магнитопроводов приведены в табл. III.13.

В соответствии с ГОСТ 22050—76 изготовляются ленточные магнитопроводы следующих типов: ШЛ — Ш-образный ленточный, ШЛМ — Ш-образный ленточный с уменьшенным отношением l_1/l, ШЛО — Ш-образный ленточный с увеличенным окном, ШЛП — Ш-образный ленточный с увеличенным отношением B/l, ШЛР — Ш-образный ленточный с размерами, при которых достигается минимальная стоимость трансформатора, ПЛ — стержневой П-образный ленточный, ПЛМ — П-образный ленточный с уменьшенным отношением l_1/l, ПЛР — П-образный ленточный с размерами, при которых достигается минимальная стоимость трансформатора. Все магнитопроводы составляются из двух одинаковых частей.

Магнитопроводы ШЛ и ШЛМ рекомендуется применять в трансформаторах наименьшей массы при номинальной мощности трансформатора не более 100 Вт (ШЛ при частоте 400 Гц, ШЛМ при частоте 50 Гц), магнитопроводы ШЛО — в низковольтных трансформаторах при частоте 1000...5000 Гц и в высоковольтных при частоте 50... ...5000 Гц (минимальной массы, объема и стоимости), ШЛП — в трансформаторах и дросселях наименьшего объема при частоте 400...1000 Гц, ШЛР — в трансформаторах наименьшей стоимости, рассчитанных на допустимое падение напряжения на обмотках, ПЛ — в низковольтных трансформаторах при частоте 50...400 Гц и номинальной мощности более 500 Вт, а также в дросселях, ПЛМ — в трансформаторах наименьшей массы и стоимости при номинальной мощности более 100 Вт, ПЛР — в трансформаторах наименьшей стоимости. Размеры броневых ленточных магнитопроводов приведены в табл. III.14, а кольцевых — в табл. III.15.

Детали Ш-образной формы для броневых магнитопроводов изготовляются также из ферритов (рис. III.15); их размеры приведены в табл. III.16. Магнитопроводы составляются из двух деталей.

К а р к а с ы, на которые наматываются обмотки трансформаторов и дросселей, прессуют из пластмассы, склеивают из электрокартона или собирают из отдельных деталей (рис. III.16), изготовленных из гетинакса, прессшпана, текстолита или электрокартона. Иногда применяют бескаркасную обмотку, которую наматывают на гильзу.

О б м о т к и т р а н с ф о р м а т о р о в и д р о с с е л е й разделяют на цилиндрические и галетные. Цилиндрическая обмотка (рис. III.17,*а*) проще в изготовлении. При намотке на каркас провод может укладываться рядами (слоями) или беспорядочно (внавал). При повышенных требованиях к электрической прочности обмотки, например в сетевых трансформаторах питания, применяют рядовую намотку

Таблица III.13. Размеры стандартных пластинчатых магнитопроводов (ГОСТ 20249—80)

Тип	Размеры, мм (см. рис. III.13)						Эффективная длина магнитной линии, см
	l	B	l_1	L	h	H	
ШI	2	2,5; 4	2	8	5	7	1,72
	2,5	3,2; 5	2,5	10	6,26	8,75	2,2
	3	4; 6,3	3	12	7,5	10,6	2,57
	4	4; 5; 6; 8	4	15	10	14	3,43
	5	6,3; 10	5	20	12,5	17,5	4,2
	6	8; 12,5	6	24	15	21	6,14
	8	10; 16	8	32	20	28	6,86
	8	8; 12	5	28	14	24	4,5
	10	12,5; 16; 20	10	40	25	35	8,57
	10	10; 16; 20	6,5	36	18	31	5,66
	10	10; 15; 20	5	30	15	25	6,3
	12	12; 16; 20; 25	12	48	30	42	10,3
	12	12; 18; 24	8	44	22	38	6,82
	12	12; 18; 24	6,4	38,4	19,2	32	7,13
	14	14; 21; 28	9	50	25	43	7,92
	14	14; 21; 28	7	42	21	35	7,8
	16	16; 20; 25; 32	16	64	40	56	13,7
	16	16; 24; 32	10	56	28	48	9,03
	16	16; 24; 32	8	48	24	40	8,92
	18	18; 27; 36	9	54	27	45	10,3
	19	19; 28; 38	12	67	33,5	67,6	10,2
	20	20; 25; 32; 40	20	80	50	70	17,2
	20	20; 30; 40	10	60	30	50	11,2
	22	20	11	66	33	55	12,26
	25	25; 32; 40; 50	26	100	62,5	87,5	21,43
	25	25	12,5	75	37,5	62,5	13,93
	26	26; 39; 52	17	94	47	81	14,7
	28	28	14	84	42	70	15,6
	32	32; 40; 50	32	128	80	112	27,4
	32	32	16	96	48	80	17,83
	36	36	18	108	54	90	20,1
	40	40; 50; 80	40	160	100	140	34,3
	40	40	20	120	60	100	22,3
ШШ	2	2,5; 4	2,5	10	6,5	9,5	1,71
	3	4; 6,3	3,5	14	8	12	2,37
	4	4; 8	5	19	10	15	3,2
ШП	7	7; 15	6,5	30	20	30	6,4
	7	7	6,5	28	20	30	8,1
	12	12; 15	9	42	30	42	9,68
	17	17; 20	10,5	55	38	55	12,4
	20	20; 26	12,5	65	46	65	14,64
	23	23; 29	14	74	51	74	16,62
	29	29; 32	13,6	85	56	85	18,5
	34	34	17	102	68	102	22,1
ШУ	2	2;5; 4	2	8	5	9	1,74
	2,5	3,2; 5	2,5	10	6,25	11,25	2,14
	3	4; 6,3	3	12	7,5	13,5	2,67
	4	5; 8	4	16	10	17	3,43
	5	6,3; 10	5	20	12,5	21,5	4,3
	6	8; 12,5	6	24	15	25	5,35
	8	10; 16	8	32	20	34	6,87
	10	12,5; 16; 20	10	40	25	41	8,6
ПН	1,5	1,5; 3	3	6	4,5	7,5	1,97
	2	4	4	8	6	10	2,63
	3	3; 6	6	12	9	15	3,94
	5	5; 10	10	20	16	25	6,67
	6	6; 12	12	24	18	30	7,89
ПУ	2	2; 4	4	8	8	12	3,03
	3	3; 6	6	12	9	15	3,94
	4	4; 8	8	16	16	24	6,06
	6	6; 12	12	24	24	36	9,1

Примечание. Типоразмер магнитопровода обозначается буквами и цифрами, выражающими произведение lB, например ШП7×16.

Таблица III.14. Размеры стандартных броневых ленточных магнитопроводов (ГОСТ 22050—76)

Тип	Размеры, мм (рис. III. 14, *а*)						Эффективная длина магнитной линии, см
	l	B	l_1	h	L	H	
ШЛ	4	5; 6,5; 8; 10; 12,5; 16	4	10	16	14	3,4
	5	5; 6,5; 8: 10; 12,5; 16	5	12,5	20	17	4,2
	6	6,5; 8; 10; 12,5, 16; 20	6	15	24	21	5,1
	8	8; 10; 12,5; 16	8	20	32	28	6,8
	10	10; 12,5; 16; 20	10	25	40	35	8,5
	12	12,5; 16; 20; 25	12	30	48	42	10,2
	16	16; 20; 25; 32	16	40	64	56	13,6
	20	20; 25; 32; 40	20	50	80	70	17,1
	25	25; 32; 40; 50	25	62,5	100	87,5	21,3
	32	32; 40; 50; 64	32	80	128	112	27,3
	40	40; 50; 64; 80	40	100	160	140	34,2
ШЛМ	8	6,5; 8; 10; 12;5; 16	5	13	26	22	5
	10	8; 10; 12,5; 16; 20	6	18	32	28	6,4
	12	10; 12,5; 16; 20; 25	8	23	40	35	8,1
	16	12,5; 16; 20: 25; 32	10	26	52	42	9,7
	20	16; 20; 25; 32; 40	12	36	64	56	12,7
	25	20; 25; 32; 40; 50	15	45	80	70	16
	32	25; 32; 40; 50	18	55	96	84	
	40	32; 40; 50; 64	24	72	128	112	25,5
ШЛО	4	5; 6,5; 8; 10; 12,5; 16	6	13	20	17	4,4
	5	5; 6,5; 8; 10; 12,5; 16	8	16	26	21	5,6
	6	6,5; 8; 10; 12,5; 16; 20	10	22	32	28	7,3
	8	8; 10; 12,5; 16	12	27	40	35	9,6
	10	10; 12,5; 16; 20	15	32	50	42	11
	12	12,5; 16; 20; 25	20	44	64	66	14,7
	16	16; 20; 25; 32	24	54	80	70	18,1
ШЛП	3	12,5; 16; 20	3	13	12	16	
	4	12,5; 16; 20; 25	4	20	16	24	
	5	16; 20; 25	5	26	20	31	
	6	16; 20; 25	6	30	24	36	
	8	16; 20; 25	8	36	32	44	
	10	20; 25; 32	10	40	40	50	
ШЛР	8	28	8	20	32	28	
	10	16; 20	8	20	36	30	
	12	25; 32	8	25	40	37	
	16	20; 25; 32; 40	8	32	48	48	
	20	25; 32; 40; 50	10	40	60	60	

Примечание. Типоразмер магнитопровода обозначается буквами ШЛ, ШЛМ, ШЛО, ШЛП или ШЛР и цифрами, выражающими произведение lB, например, ШЛМ10×8.

Таблица III.15. Размеры стандартных кольцевых ленточных магнитопроводов (ГОСТ 24011—80)

d, мм	D, мм	b, мм	Эффективная длина магнитной линии, см	d, мм	D, мм	b, мм	Эффективная длина магнитной линии, см
6	12	5; 6,5	2,83	25	40	10; 12,5; 16; 20; 25	10,2
8	12	5; 6,5	3,14	32	50	16; 20; 25; 32	12,87
10	16	5; 6,5; 8	4,1	40	64	20; 25; 32	16,33
12	20	5; 6,5; 8; 10	5,02	50	80	25; 32; 40; 50	20,41
16	26	5; 6,5; 8; 10; 12,5	6,6	64	100	32; 40; 50; 64	25,75
20	32	8; 10; 12,5; 16	8,2	80	130	40; 50; 64; 80	33,0

Примечание. Типоразмер магнитопровода обозначается буквами ОЛ, цифрами в виде дроби, указывающими отношение d/D, и цифрой, указывающей размер b, например ОЛ32/50-20.

Таблица III.16. Размеры Ш-образных магнитопроводов из ферритов

Типоразмер	*a*, мм	*b*, мм	*c*, мм	*d*, мм	*e*, мм	*f*, мм	Эффективная длина магнитной линии, см	Площадь окна, см²	Марка феррита
Ш2,5×2,5	10	6,5	2,6	3,3	5	2,5	3,3	0,13	4000НМ
Ш3×3	12	8	3	4	6	3	4	0,2	2000НМ
Ш4×4	16	10,4	4	5,2	8	4	5,2	0,33	2000НМ1
Ш5×5	20	13	5	6,5	10	5	6,6	0,52	700НМ
Ш6×6	24	16	6	8	12	6	8	0,8	600НН
Ш7×7	30	19	7	9,5	15	7	9,5	1,14	4000НМ
Ш8×8	32	23	8	11,5	16	8	11	1,72	2000НМ
Ш10×10	36	26	10	13	18	10	12	2,1	2000НМ1
Ш12×15	42	30	12	15	21	15	14	2,7	2000НМ
Ш16×20	54	38	16	19	27	20	18	4,2	2000НМ1
Ш20×28	65	44	20	22	32	28	21	5,3	
Ш12×20	42	30	12	20	32	20			3000НМС
ШК10×10	35	22	10	12	18	10			2500НМС1
ШК13×13	45	29	13	15	21	13			2500НМС1
ШК14×14	54	32	14	16	24	14			2500НМС

Примечания: 1. Магиитопроводы составляются из двух одинакоаых частей. 2. Магиитопроводы Ш7×7 изготоаляются также из ферритов марок 2500НМС1 и 3000НМС, магиитопроводы Ш12×15, Ш16×20 — из феррита марки 3000НМС. 3. Магнитопроводы ШК10×10, ШК13×13 и ШК14×14 имеют круглый кери. 4. Магнитопровод Ш12×20 имеет укороченный на 0,85 мм кери.

и межслоевую изоляцню (между каждым рядом или после нескольких рядов). В качестве такой изоляции в зависимости от требуемых электрической прочности, теплостойкости н допустимой стоимости приме-

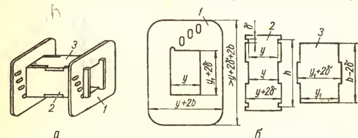


Рис. III.16. Каркас катушки трансформатора а собранном аиде (*а*) и детали (*б*) (по 2 шт.):
1 — щёчки; *2*, *3* — пластины (δ раана толщине листа).

няют ленты из коидеисаторной бумаги (толщииа 0,006...0,2 мм), лавсаиа или фторопласта. Межобмоточная изоляция выполняется так же, как и межслойная, но состоит нз иескольких слоев ленты (в зависимости от напряжения между обмотками). В дросселях и сигиальиых трансформаторах для аппаратуры иа траизисторах можно примеиять иамотку виавал без межслойиой изоляции, при этом собственная емкость трансформатора сиижается. Для умеиьшеиия собственной емкости обмотки секциоиируют, иаматывая их иа каркасы с перегородками.

Если обмотка должна быть симметричной, ее разделяют иа две равиые части, которые иаматывают в разные стороны в виде отдельных секций. Общей (средней) точкой является соединеиие коицов или

начал полуобмоток. При малых напряжениях на обмотке можно выполнять намотку двумя проводами, сложенными вместе.

Галетная обмотка (рис. III.17,*б*) сложнее в изготовлении, но отличается более высокой электрической прочностью, меньшими собственной емкостью и индуктивностью рассеяния и допускает ремонт путем замены галет. Для намотки используют специальные оправки, состоящие из гильзы и двух щечек с радиальными прорезями. Перед намоткой в прорези вкладывают отрезки прочных ниток, которыми скрепляют витки после намотки галеты. Разновидность галеты — обмотка, изготовленная печатным способом из фольгированного изоляционного материала. Печатные галеты собирают в общий пакет и соединяют между собой. Такие обмотки применяют для трансформаторов очень малой мощности, особенно при небольших токах.

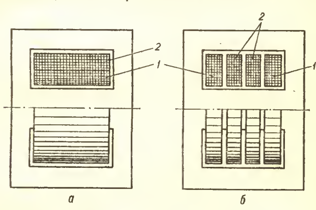


Рис. III.17. Обмотки трансформаторов и дросселей:
а — цилиндрическая; *б* — галетная (*1* — первичная, *2* — вторичная).

Для обмоток трансформаторов и дросселей применяют медные обмоточные провода (см. гл. I, § 2). Диаметр провода определяется плотностью тока, сопротивлением обмотки, соображениями удобства намотки и надежностью. Очень тонкие провода (с диаметром менее 0,07 мм) не так надежны, значительно дороже и усложняют намотку. Вид изоляции провода выбирают в зависимости от рабочей температуры обмотки, требуемой ее электрической прочности, допускаемого коэффициента заполнения окна магнитопровода. В трансформаторах для аппаратуры на транзисторах обычно используют провода в эмалевой изоляции.

Выводы обмоток выполняют тем же проводом, что и обмотку (если диаметр провода не очень мал), или как отдельную деталь в виде отрезка гибкого многожильного провода с изоляцией, припаиваемого к концу (началу) провода обмотки. Для повышения надежности соединения необходимо осуществить плавный переход жесткости от места пайки к выводу, исключить соприкосновение места пайки с химически активными материалами (например, пропиточными составами) и защитить его от воздействия влаги.

Для защиты трансформаторов и дросселей от воздействий внешней среды их обмотки пропитывают изоляционными материалами (см. гл. I, § 6), а собранные трансформаторы и дроссели обволакивают компаундами или герметизируют.

5. Маломощные трансформаторы питания

Основные параметры трансформаторов питания. *Номинальная мощность* — сумма мощностей вторичных обмоток трансформатора, в котором мощность каждой обмотки определяется произведением номинального тока на номинальное напряжение (ГОСТ 20938—75).

Коэффициент трансформации — отношение чисел витков вторичной и первичной обмоток (ГОСТ 20938—75).

КПД трансформатора $\eta = P_{ном} / (P_{ном} + P_м + P_{об})$, где $P_{ном}$ — номинальная мощность трансформатора; $P_м$ — мощность потерь в магнитопроводе; $P_{об}$ — мощность потерь в обмотках.

Падение напряжения δU, выраженное в относительных единицах, показывает степень изменения напряжения вторичной обмотки при полном изменении тока нагрузки от нуля до номинального значения. Можно показать, что $\delta U = P_{об}/P_{ном}$. Следовательно, для повышения стабильности напряжения вторичной обмотки необходимо уменьшать потери в обмотках путем снижения сопротивления обмоток.

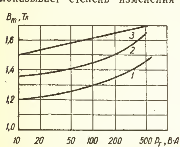


Рис. III.18. График для выбора индукции в зависимости от габаритной мощности (1 В · А = 1 Вт) трансформатора при частоте 50 Гц для сталей:
1 — 1511, 1513; *2*, *3* — 3411 (*2* — пластинчатый магнитопровод; *3* — ленточный магнитопровод).

Масса и габаритные размеры трансформатора зависят от номинальной мощности, напряжения, КПД и допустимой температуры перегрева трансформатора.

Электроконструктивный расчет маломощного трансформатора питания выполняется по заданным средним квадратическим значениям напряжений питающей сети U_1, вторичных обмоток U_2, U_3, ..., U_n и токов вторичных обмоток I_2, I_3, ..., I_n. В результате расчета находят типоразмер магнитопровода (если он не задан), число витков каждой обмотки w_1, w_2, ..., w_n; диаметры проводов каждой обмотки d_1, d_2, ..., d_n. Расчет выполняют в следующем порядке.

1. Определяется ток первичной обмотки

$$I_1 = I_{1(2)} + I_{1(3)} + \ldots + I_{1(n)} = \sum_{i=2}^{n} I_{1(i)},$$

где i — порядковый номер обмотки; $I_{1i} = U_i I_i / U_1$ — составляющие тока первичной обмотки, обусловленные токами соответствующих вторичных обмоток. Токи обмоток, нагруженных выпрямителями, определяются при расчете выпрямителя (см. гл. VIII, § 3).

2. Определяется габаритная мощность трансформатора

$$P_г = \sum_{i=1}^{n} U_i I_i / 2\eta,$$

где η — КПД трансформатора. При габаритной мощности менее 20 В · А можно принимать $\eta = 0{,}75...0{,}95$, при $P_г = 20$ Вт и более — $\eta = 0{,}9...0{,}95$.

3. Определяется произведение $S_м S_{ок} \approx 25P_г (1+\eta) / fB_m j k_{ок} k_м k_ф \eta$, где $S_м$ — средняя площадь сечения магнитной цепи, см²; $S_{ок}$ — площадь окна магнитопровода, см²; $P_г$ — мощность, Вт; f — частота питающей сети, Гц; B_m — амплитуда магнитной индукции в магнитопроводе, Тл; j — плотность тока в обмотках, А/мм²; $k_{ок}$ — коэффициент заполнения окна магнитопровода; $k_м$ — коэффициент ааполнения сталью сечения стержня магнитопровода; $k_ф$ — коэффициент формы кривой напряжения.

Значение B_m можно выбрать по графику (рис. III.18). Плотность тока в обмотках выбнрают от 2,5 (при $P_г > 200$ Вт) до 5 А/мм (при $P_г = 10$ Вт, а также менее). Коэффициент $k_{ок}$ тем меньше, чем тоньше провода обмоток (чем меньше габаритная мощность трансформатора). Для броневых трансформаторов с $P_г = 15...50$ Вт можно принимать $k_{ок} = 0,22...0,28$, с $P_г = 50...150$ Вт $k_{ок} = 0,28...0,34$ и для трансформаторов большей мощности $k_{ок} = 0,35...0,38$. Коэффициент $k_м$ зависит от толщины листов и вида их изоляцни. Для пластин, изолированных лаком, при толщине 0,1 мм можно принять $k_м = 0,7$, при толщине 0,2 мм $k_м = 0,85$ и при толщине 0,35 мм $k_м = 0,91$. Если пластины нзолированы фосфатной пленкой, то можно принимать $k_м = 0,75$; 0,89 и 0,94 соответственно. Коэффициент $k_ф = 1,11$ при синусоидальной форме напряжения и $k_ф = 1$ при прямоугольной форме.

4. Выбирается магнитопровод и определяются его размеры (см. табл. III.13 и III.14). Для маломощных трансформаторов рекомендуются броневые магнитопроводы, позволяющие изготовить трансформаторы меньших размеров, массы и стоимости. Для выбранного броневого магнитопровода должно выполняться условие $Bll_1h > S_м S_{ок}$, а для кольцевого магнитопровода — условие $(D - d) d^2 b > 3 S_м S_{ок}$, где D, d, b — размеры магнитопровода (см. табл. III.15).

5. Определяется число витков первнчной обмотки

$$w_1 = 2250\, U_1 (1 - \delta U_1/100) / f B_m S_м$$

и вторичных обмоток

$$w_i = 2250\, U_i (1 - \delta U_i/100) / f B_m S_м,$$

где U_i — напряжение на i-й обмотке, В; δU_i — допустимое относительное падение иапряжения на i-й обмотке, %; f — частота, Гц; $B_м$ — амплитуда магнитной индукции, Тл; $S_м$ — площадь, см.

Обычно принимают $\delta U_1 = 12$ % при $P_г = 10$ Вт, $\delta U_1 = 7$ % при $P_г = 20$ Вт и 4 % при $P_г = 40$ Вт, а также больше; $\delta U_i = 15$ % при $P_г = 10$ Вт, $\delta U_i = 12$ % при $P_г = 20$ Вт, $\delta U_i = 10...6$ % при $P_г = 30...300$ Вт.

6. Определяются диаметры проводов обмоток $d_i = 1,13 \sqrt{I_i j}$, где I_i — ток в i-й обмотке, А; j — плотность тока, А/мм. Из табл. I.4 выбирают ближайшие большие значения диаметров проводов.

7. Проверяется размещение обмоток на магнитопроводе. Число витков в слое цилиндрической обмотки $w_{сл} = [h - 2(\delta_к + 1)] / 1,3 d_{из}$, где h — высота окна, мм; $\delta_к$ — толщина материала каркаса, мм; $d_{из}$ — диаметр провода, мм, с изоляцией (см. табл. I.4).

Таблица III.17. Электрические параметры трансформаторов питания типа ТПП (рис. III.20)

Типономинал	Номинальная мощность, Вт	Ток первичной обмотки*, А	Напряжение вторичных обмоток, В			Номинальный ток вторичных обмоток, А
			II, II'	III, III'	IV, V	
ТПП201-127/220-50	1,65	0,03/0,017	1,25	1,25	0,35	0,29
ТПП202-127/220-50	1,65		1,24	2,48	0,65	0,188
ТПП203-127/220-50	1,65		2,53	5,51	0,55	0,146
ТПП204-127/220-50	1,65		2,5	5	1,3	0,094
ТПП205-127/220-50	1,65		2,5	10	0,55	0,063
ТПП206-127/220-50	1,65		5	5	1,32	0,073
ТПП207-127/220-50	1,65		5	20	1,3	0,031
ТПП208-127/220-50	1,65		10	10	2,6	0,037
ТПП209-127/220-50	1,65		10	20	5	0,024
ТПП210-127/220-50	3,25	0,045/0,025	1,26	1,25	0,35	0,57
ТПП211-127/220-50			1,25	2,48	0,35	0,4
ТПП212-127/220-50			1,26	2,48	0,65	0,37
ТПП213-127/220-50			2,52	2,5	0,65	0,29
ТПП214-127/220-50			4	4,3	0,73	0,147
ТПП215-127/220-50			5	10	1,3	0,1
ТПП216-127/220-50			10	10	2,6	0,072
ТПП217-127/220-50			10	20	2,64	0,05
ТПП218-127/220-50			10	20	5	0,046
ТПП219-127/220-50	5,5	0,071/0,041	1,26	1,25	0,35	0,965
ТПП220-127/220-50			2,53	2,5	0,66	0,485
ТПП221-127/220-50			2,48	5	1,32	0,31
ТПП222-127/220-50			2,48	10	0,66	0,21
ТПП223-127/220-50			5	5	1,25	0,244
ТПП224-127/220-50	5,5		5	10	2,61	0,156
ТПП225-127/220-50			10	20	2,57	0,084
ТПП226-127/220-50			20	20	3,96	0,063
ТПП227-127/220-50	9	0,11/0,061	1,25	1,24	0,35	1,57
ТПП228-127/220-50			1,25	2,5	0,67	1,02
ТПП229-127/220-50			2,54	2,52	0,68	0,8
ТПП230-127/220-50			2,48	5	0,66	0,55
ТПП231-127/220-50			2,5	10	2,6	0,3
ТПП232-127/220-50			5,04	10	2,63	0,255
ТПП233-127/220-50			5	20	1,3	0,17
ТПП234-127/220-50			10	10	2,55	0,2
ТПП235-127/220-50			10	20	2,57	0,138

* Числитель дроби — ток при напряжении питания 127 В, знаменатель — при 220 В.

Типономинал	Номинальная мощность, Вт	Ток первичной обмотки*, А	Напряжение вторичных обмоток, В			Номинальный ток вторичных обмоток, А
			II, II′	III, III′	IV, V	
ТПП236-127/220-50			10	20	5	0,128
ТПП237-127/220-50			20	20	4	0,1
ТПП238-127/220-50	14,5	0,175/0,1	5	10	1,3	0,445
ТПП239-127/220-50			1,24	1,23	0,34	2,55
ТПП240-127/220-50			1,24	2,5	0,34	1,77
ТПП241-127/220-50			2,5	2,5	0,62	1,28
ТПП242-127/220-50			2,46	5	1,28	0,83
ТПП243-127/220-50			2,46	10	0,68	0,55
ТПП244-127/220-50			4	6,27	0,74	0,655
ТПП245-127/220-50			5	10	2,61	0,415
ТПП246-127/220-50			5	20	5	0,24
ТПП247-127/220-50			10	20	2,58	0,22
ТПП248-127/220-50			20	20	4	0,165
ТПП249-127/220-50	22	0,25/0,145	1,25	2,51	0,35	2,56
ТПП250-127/220-50			2,5	5	0,63	1,35
ТПП251-127/220-50			2,5	10	2,58	0,73
ТПП252-127/220-50			5	5	1,32	0,97
ТПП253-127/220-50			5	10	2,58	0,61
ТПП254-127/220-50	31	0,34/0,19	2,5	5	1,34	1,76
ТПП255-127/220-50			2,5	10	0,72	1,18
ТПП256-127/220-50			4	6,3	0,72	1,4
ТПП257-127/220-50			5	5	1,35	1,37
ТПП258-127/220-50			5	10	2,6	0,88
ТПП259-127/220-50			5	20	1,34	0,59
ТПП260-127/220-50			10	10	2,5	0,69
ТПП261-127/220-50			10	20	2,6	0,47
ТПП262-127/220-50			20	20	4,1	0,35
ТПП263-127/220-50	57	0,615/0,36	1,28	1,26	0,36	10
ТПП264-127/220-50			2,48	2,45	0,7	5
ТПП265-127/220-50			2,45	5	0,69	3,5
ТПП266-127/220-50			2,48	10	2,57	1,9
ТПП267-127/220-50			5	4,95	1,31	2,52
ТПП268-127/220-50			6	10	2,55	1,62
ТПП269-127/220-50			5	20	1,33	1,08
ТПП270-127/220-50			10	10	2,58	1,25
ТПП271-127/220-50			10	20	4,95	0,81
ТПП272-127/220-50	72	0,72/0,42	2,5	5	1,35	4,1
ТПП273-127/220-50			1,25	1,25	0,42	12,5

Типономинал	Номинальная мощность, Вт	Ток первичной обмотки*, А	Напряжение вторичных обмоток, В			Номинальный ток вторичных обмоток, А
			II, II′	III, III′	IV, V	
ТПП274-127/220-50	90	0,94/0,55	1,25	2,5	0,46	8,8
ТПП275-127/220-60			2,5	2,5	0,68	6,3
ТПП276-127/220-50			2,5	10	0,71	2,73
ТПП277-127/220-50			5	5	1,35	3,2
ТПП278-127/220-50			5	10	1,35	2,2
ТПП279-127/220-50			5	20	5	1,2
ТПП280-127/220-50			10	10	2,6	1,6
ТПП281-127/220-50			10	20	2,62	1,1
ТПП282-127/220-50			20	20	4	0,81
ТПП283-127/220-50			1,25	2,48	0,62	10,2
ТПП284-127/220-50			2,46	5	0,61	5,5
ТПП285-127/220-50			2,5	9,95	2,61	3
ТПП286-127/220-50			3,9	6,34	0,75	4,1
ТПП287-127/220-50			5	10	2,63	2,55
ТПП288-127/220/50			6	20	1,32	1,7
ТПП289-127/220-50			10	20	5	1,3

Таблица III.18. Конструктивные параметры трансформаторов питания типа ТПП

Тип трансформатора	Типоразмер магнитопровода	Габаритные размеры, мм	Масса, г, не более
ТПП201...209	ШЛ12×16	52×56×52	365
ТПП210...218	ШЛ12×20	56×56×52	420
ТПП219...226	ШЛ12×25	62×56×52	490
ТПП227...237	ШЛМ20×16	53×72×68	650
ТПП238...248	ШЛМ20×20	57×72×68	750
ТПП249...253	ШЛМ20×25	62×72×68	850
ТПП254...262	ШЛМ20×32	69×72×68	1000
ТПП263...271	ШЛМ25×25	68×88×82	1400
ТПП272...282	ШЛМ25×32	75×88×82	1700
ТПП283...289	ШЛМ25×40	83×88×82	2100

Число слоев обмотки $n_{сл} = w/w_{сл}$, где w — число витков обмотки. Толщина обмотки $\delta_{об} = n_{сл}(d_{из} + \delta_{из})$, где $\delta_{из}$ — толщина изоляции между слоями. Должно выполняться условие $l_1 \geqslant \delta_к + \Sigma\delta_{об} + \delta_{пр}$, где l_1 — ширина окна; $\Sigma\delta_{об}$ — суммарная толщина всех прокладок между обмотками. Если это условие не выполняется, следует увеличить размеры магнитопровода и выполнить расчет трансформатора снова.

Схемы переключения первичных обмоток сетевых трансформаторов питания приведены на рис. III.19. Они рассчитаны на подключение трансформаторов к сети переменного тока с напряжением 220 или 127 В. В схеме, представленной на рис. III.19,*а*, первичная обмотка выполнена с отводами, рассчитанными на соответствующие напряжения. В схеме, приведенной на рис. III.19,*б*, первичная обмотка состоит из двух секций, рассчитанных на напряжение 127 В. Одна из секций имеет отвод, рассчитанный на напряжение 93 В (участок *1—2*).

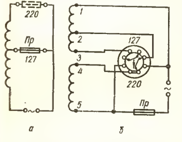


Рис. III.19. Схемы переключения на разные напряжения сети первичных обмоток сетевых трансформаторов питания:
а — с одной; *б* — с двумя секциями.



Рис. III.20. Схема унифицированных трансформаторов питания типа ТПП:
1...22 номера выводов.

При включении на 127 В секции соединяются параллельно, при включении на 220 В включаются последовательно участки *1—2* и *4—5*. Вторая схема позволяет лучше использовать провод, поскольку обе секции наматываются проводом, рассчитанным на ток при напряжении питания 220 В. Недостатками этой схемы являются необходимость точно выдерживать число витков при намотке обеих секций и большее число выводов, что усложняет процесс намотки и снижает надежность трансформатора.

Унифицированные трансформаторы питания разработаны на базе нормализованных магнитопроводов и выпускаются в массовом порядке. Для аппаратуры на транзисторах выпускаются трансформаторы питания типа ТПП (табл. III.17) броневой конструкции. Все они рассчитаны на питание от сети напряжением 127 и 220 В и частотой 50 Гц. Схема трансформаторов типа ТПП приведена на рис. III.20, а их конструктивные параметры — в табл. III.18.

6. Сигнальные трансформаторы

Сигнальные трансформаторы применяются чаще всего в выходных каскадах УЗЧ для согласования сопротивления нагрузки с выходным сопротивлением выходного каскада. Для междукаскадной связи сигнальные трансформаторы применяют, когда требуется большая амплитуда тока на выходе каскада. В этом случае использование согласую-

щего сигнального трансформатора на входе выходного каскада усилителя позволяет значительно повысить усиление мощности сигнала и снизить расход энергии питания. Кроме того, в предвыходном каскаде может быть применен транзистор меньшей мощности. Междукаскадный трансформатор необходим также при очень низком входном сопротивлении следующего каскада. На входе усилителя сигнальные трансформаторы применяются, когда источник сигнала имеет малое выходное сопротивление и развивает малую ЭДС или при необходимости симметрирования входной цепи.

Основные параметры сигнальных трансформаторов: индуктивность первичной обмотки L_1, индуктивность рассеяния L_s, активное сопротивление обмоток r, собственная емкость $C_{тр}$, коэффициент трансформации n, постоянная времени трансформатора $\tau_{тр}$, критическая мощность $P_{кр}$, КПД и уровень вносимых нелинейных искажений.

Величины L_1, L_s, $C_{тр}$ и r вместе с сопротивлением нагрузки определяют частотные искажения каскада с трансформатором. Индуктивность L_1 зависит от постоянной и переменной составляющих токов в обмотках, которые влияют и на уровень нелинейных искажений. Чтобы частотные искажения не превышали допустимых, значение L_1 должно быть достаточно большим, а L_s и $C_{тр}$ — достаточно малыми.

Коэффициент трансформации — отношение чисел витков вторичной и первичной обмоток (ГОСТ 20938—75). Значение n выбирается из условия согласования сопротивлений источника сигнала и нагрузки.

Постоянная времени первичной обмотки трансформатора — постоянная времени цепи первичной обмотки, определяемая отношением L_1/r_1 (ГОСТ 20938—75). Для трансформатора, работающего в режиме А $\tau_{тр} = 2L_1/r_1$, в режиме В — $\tau_{тр} = 3{,}4L_1/r_1$. Постоянная времени трансформатора зависит только от размеров магнитопровода и обмоток, а также от свойств материалов магнитопровода и проводов.

Критическая мощность трансформатора — мощность, при которой вносимые трансформатором нелинейные искажения равны максимально допустимым.

Нелинейные искажения, вносимые трансформатором, обусловлены нелинейностью характеристики намагничивания магнитопровода и в ряде случаев нестационарными процессами при отсечке тока в обмотках. Для того чтобы искажения не превышали допустимого уровня, амплитуда магнитной индукции в магнитопроводе при наибольшей амплитуде сигнала и наинизшей частоте должна быть не больше допустимого значения, которое зависит от свойств материала магнитопровода.

Нелинейные искажения, обусловленные отсечкой тока в обмотках, например, при работе усилителя в режиме В, проявляются в основном на высших рабочих частотах. Для уменьшения этих искажений необходимо уменьшить индуктивность.

Расчет согласующих сигнальных трансформаторов ЗЧ. Для электроконструктивного расчета трансформатора обычно задают (полученные из расчета каскада) индуктивности L_1 и L_s, сопротивления обмоток r_1 и r_2, коэффициент трансформации n, ток постоянного подмагничивания I_0, амплитуду напряжения на первичной обмотке U_m и наинизшую рабочую частоту $f_н$.

Ориентировочный расчет выполняется в следующем порядке:

1. Выбирают материал для магнитопровода, учитывая требования к массе, габаритным размерам и стоимости трансформатора, а также условия его работы в усилителе. Так, для входных трансформаторов,

к которым предъявляются требования минимальных габаритных размеров, следует использовать железо-никелевые сплавы марок 79НМ и 80НХС (см. гл. I, § 7). При менее жестких требованиях в отношении габаритных размеров и минимальной стоимости целесообразно использовать ферриты с очень высокой магнитной проницаемостью (марки 10000НМ, 6000НМ, 4000НМ). Для маломощных (сотые доли ватта) трансформаторов различного назначения, работающих без подмагничивания, также можно применять железо-никелевые сплавы и ферриты с высокой проницаемостью, а для трансформаторов, работающих с подмагничиванием,— те же материалы, но с меньшей магнитной проницаемостью. Для трансформаторов с мощностью порядка десятых долей ватта, работающих без подмагничивания, а также при жестких требованиях в отношении габаритных размеров следует применять сплавы 45Н, 50Н, 79НМ, при требованиях минимальной стоимости — стали марок 3411...3413. При работе с подмагничиванием целесообразно использование сталей марок 1512, 1513 и 3411...3413. Для трансформаторов с мощностью порядка единиц ватт наиболее пригодны стали марок 3411...3413, однако можно использовать и стали марок 1512, 1513.

2. Выбирают типоразмер магнитопровода (см. § 4 этой главы). Размеры магнитопровода выбирают так, чтобы на нем размещались обмотки и чтобы амплитуда магнитной индукции не превышала допустимой. Для предварительного выбора магнитопровода рассчитывают минимально допустимое значение постоянной времени первичной обмотки трансформатора. Далее, используя данные табл. III.13, III.14 или III.16, выбирают такой магнитопровод, для которого выполняется условие

$$7 \cdot 10^3 S_м S_{ок} k_м k_{ок} / l_м l_в > \tau_{тр}/\mu, \qquad (III.3)$$

где $S_м$ и $S_{ок}$ — площади сечения и окна магнитопровода соответственно, см; $k_м$ и $k_{ок}$ — коэффициенты заполнения стержня и окна магнитопровода соответственно; $l_м$ и $l_в$ — эффективная длина магнитной линии и витка обмоток соответственно, см; $\tau_{тр}$ — постоянная времени первичной обмотки, Гн/Ом. Значения $S_м$ и $S_{ок}$ вычисляют по размерам магнитопровода (см. табл. III.13, III.14 и III.16), значение $k_м$ выбирают так же, как и в случае трансформаторов питания (см. § 5), значение $k_{ок}$ можно принять равным 0,25 (для аппаратуры на транзисторах), значения $l_м$ приведены в табл. III.13, III.14 и III.16, значение $l_в$ можно определить по формуле $l_в = 2l + 2B + 2{,}5l_1 + 8\delta_к$, где l, l_1, B — размеры магнитопровода из стали (см. рис. III.13 и III.14); $\delta_к$ — сумма толщины каркаса катушки и зазора между каркасом и магнитопроводом.

Если трансформатор работает при слабых сигналах без подмагничивания, магнитопровод выполняют без немагнитного зазора и в формулу (III.3) подставляют значение начальной магнитной проницаемости материала. При постоянном подмагничивании в формулу (III.3) подставляют значение обратимой магнитной проницаемости μ_{rev} (см. гл. I, § 7) с учетом оптимального немагнитного зазора. На рис. III.21 приведен график для ориентировочного определения μ_{rev} в зависимости от значения произведения LI_0^2. Если $LI_0^2 < 100$ Гн · мА, то в формулу (III.3) можно подставлять значение $\mu_н$. В данном случае $L = L_1$.

3. Определяют число витков первичной обмотки

$$w_1 = 8920 \sqrt{L_1 l_м / S_м \mu}, \qquad (III.4)$$

где L_1 — индуктивность, Гн; $l_м$ — эффективная длина магнитной линии, см; $S_м$ — площадь, см²; $\mu = \mu_н$ (для трансформаторов, работающих при слабых сигналах без подмагничивания) и $\mu = \mu_{rev}$ (для трансформаторов, работающих с подмагничиванием).

Далее вычисляют напряженность подмагничивающего поля по формуле

$$H_0 = 4\pi w_1 I_0 / l_м, \qquad (III.5)$$

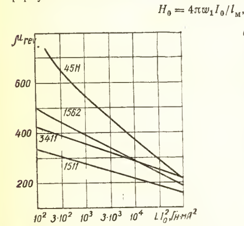


Рис. III.21. График для ориентировочного определения обратимой магнитной проницаемости (L — индуктивность катушки; I_0 — ток подмагничивания).

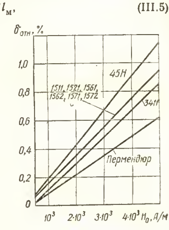


Рис. III.22. График для определения длины немагнитного зазора в магнитопроводах.

(H_0 — напряженность, А/м; I_0 — ток, А; $l_м$ — длина, м), уточняют значение μ_{rev} (см. рис. I.4) и число витков по формуле (III.4).

Для трансформаторов, работающих при сильных сигналах, например, выходных, определяют число витков первичной обмотки также по заданной амплитуде индукции B_m в магнитопроводе (без постоянного подмагничивания):

$$w_1 = 3500\, U_m / f_н S_м B_m,$$

где U_m — амплитуда напряжения на первичной обмотке, В; $f_н$ — частота, Гц; $S_м$ — площадь, см²; B_m — амплитуда индукции, Тл.

Для электротехнической стали значение B_m можно принять равным 0,3...0,4 Тл при мощности трансформатора меньшей 0,1 Вт, 0,4... ...0,6 Тл при мощности 0,1...1 Вт, 0,6...0,8 Тл при мощности 1... ...10 Вт. Для сплава 80НХС значение B_m не должно превышать 0,1 Тл, а для сплава 45Н — 0,2 Тл.

Из двух полученных значений числа витков нужно выбирать большее.

4. Для трансформаторов, работающих с подмагничиванием, определяют длину немагнитного зазора. Для этого уточняют напряженность магнитного поля по формуле (III.5) и по графику (рис. III.22) нахо-

дят относительную длину немагнитного зазора $\delta_{отн}$. Далее вычисляют длину зазора $\delta_з = l_м/\delta_{отн}/100$.

5. Находят число витков вторичной обмотки: $w_2 = w_1 n$.

6. Определяют диаметры проводов обмоток. Исходя из допустимой плотности тока диаметр провода первичной обмотки рассчитывают по формуле $d_1 = 0{,}8\sqrt{I_1}$, где d_1 — диаметр, мм; I_1 — ток в обмотке, А. Для получения требуемого сопротивления обмотки r_1 диаметры проводов определяют по формуле $d_1 = 1{,}5 \cdot 10^{-2}\sqrt{w_1 l_в/r_1}$, где d_1 — диаметр, мм; $l_в$ — средняя длина витка, см; r_1 — сопротивление, Ом. Выбирают большее значение диаметра провода и округляют его до ближайшего стандартного (см. табл. I.3). Диаметр провода вторичной обмотки определяют из условия получения наибольшего КПД трансформатора: $d_2 = d_1/\sqrt{n}$.

7. Проверяют размещение обмоток на магнитопроводе (см. § 5). Если условие размещения не выполняется, выбирают магнитопровод большего размера и проводят расчет трансформатора снова.

8. Определяют индуктивность рассеяния трансформатора:

$$L_s = w_1^2 l_в [\delta_{пр} + 0{,}33 (\delta_{об1} + \delta_{об2})] 10^{-5}/h_{об},$$

где L_s — индуктивность, мГн; $l_в$ — средняя длина витка, см; $h_{об}$ — высота обмотки, см; $\delta_{пр}$ — толщина прокладки между обмотками, см; $\delta_{об1}$ и $\delta_{об2}$ — толщины обмоток, см.

Если индуктивность рассеяния превышает заданное значение, применяют галетную обмотку (см. § 4).

Пример. Задано: $L_1 = 0{,}5$ Гн; $L_s \leqslant 70$ мГн; $r_1 = 10$ Ом; $n = 0{,}22$; $I_0 = 50$ мА; $U_m = 10$ В; $f_н = 100$ Гц.

Выбираем электротехническую сталь марки 3411 и толщину листа 0,2 мм. По табл. III.13 выбираем магнитопровод Ш16 × 16, для которого $l = 1{,}6$ см, $h = 4$ см, $l_1 = B = 1{,}6$ см, $l_м = 13{,}7$ см. Вычисляем $S_м = 1{,}6 \cdot 1{,}6 = 2{,}56$ см²; $S_{ок} = 1{,}6 \cdot 4 = 6{,}4$ см²; $l_в = 2 \cdot 1{,}6 + 2 \cdot 1{,}6 + 2{,}5 \cdot 1{,}6 + 8 \cdot 0{,}8 = 11{,}04$ см. Принимаем $k_м = 0{,}85$; $k_{ок} = 0{,}25$. Определяем $LI_0^2 = 0{,}5 \cdot 50^2 = 1250$ Г · мА². По графику (см. рис. III.21) находим $\mu_{rev} = 340$ и вычисляем $\tau_{тр}/\mu_{rev} = 0{,}5/10 \cdot 340 = 1{,}47 \cdot 10^{-4}$. Проверяем выполнение условия (III.3): $(7 \cdot 10^{-3})\ 2{,}56 \cdot 6{,}4 \cdot 0{,}85 \cdot 0{,}25/13{,}7 \cdot 11{,}04 = 1{,}59 \times 10^{-4} > 1{,}47 \cdot 10^{-4}$. Принимаем для дальнейших расчетов магнитопровод Ш16 × 16. Вычисляем $w_1 = 8920\sqrt{0{,}5 \cdot 13{,}7/2{,}56 \cdot 340} = 790$ витков; $H_0 = 4\pi \cdot 790 \cdot 0{,}05/13{,}7 = 36{,}2$ А/м. Принимаем $\mu = \mu_н = 500$. Уточняем $w_1 = 650$ витков. Принимаем $B_m = 0{,}5$ Тл и находим $w_1 = 3500 \cdot 10/100 \cdot 2{,}56 \cdot 0{,}5 = 175$ витков. Принимаем большее значение: $w_1 = 650$ витков. Вычисляем $w_2 = 650 \cdot 0{,}22 = 174$ витка; $d_1 = 0{,}8\sqrt{0{,}05} \approx 0{,}18$ мм; $d_1 = 1{,}5 \cdot 10^{-2}\sqrt{650 \cdot 11{,}04/10} = 0{,}4$ мм. Выбираем провод ПЭВ-2 0,4; $d_{1из} = 0{,}46$ мм; $d_2 = 0{,}4/\sqrt{0{,}22} = 0{,}85$ мм. Выбираем провод ПЭВ-2 0,85; $d_{2\ из} = 0{,}94$ мм. Принимаем $\delta_к = 1{,}2$ мм и находим $w_{сл1} = [40 - 2\ (1{,}2 + 1)]/1{,}3 \cdot 0{,}46 \approx 59$ витков; $n_{сл1} = 650/59 = 11$ слоев; $\delta_{об1} = 11\ (0{,}46 + 0{,}2) \approx 7$ мм; $w_{сл2} = [40 - 2\ (1{,}2 + 1)]/1{,}3 \cdot 0{,}94 \approx 28$ витков; $n_{сл2} = 174/28 \approx 6$ слоев; $\delta_{об2} = 6\ (0{,}94 + 0{,}1) \approx 6{,}25$ мм. Принимаем $\delta_{пр} = 0{,}3$ мм; $\Sigma\delta_{об} = 7 + 6{,}25 = 13{,}25$ мм; $l_1 = 16$ мм $> 13{,}25 + 1{,}2 + 0{,}3 = 14{,}75$ мм; $L_s = 650^2 \cdot 11{,}04\ [0{,}3 + 0{,}33\ (7 + 6{,}25)]\ 10^{-5}/3{,}76 \approx 58$ мГн.

Таблица III.19. Основные параметры унифицированных входных трансформаторов

Тип	Входное сопротивление, Ом, на выводах		Сопротивление нагрузки, Ом, на выводах		Индуктивность, Гн		Коэффициенты трансформации				Число витков первичной обмотки	Сопротивление обмоток постоянному току, Ом	
	1—2	1—3	4—5	4—6	первичной обмотки	рассеяния	n_1	n_2	n_3	n_4		первичной	вторичной
ТВТ1	50	100	250	500	0,035	0,003	1,7	2,4	2,4	3,45	290	10,9	130
ТВТ2	200	400	250	500	0,14	0,01	0,85	1,2	1,2	1,74	580	44	130
ТВТ3	600	1200	250	500	0,42	0,04	0,49	0,7	0,7	1,0	1000	125	130
ТВТ4	2500	5000	250	500	1,75	0,12	0,24	0,35	0,35	0,5	2000	485	130
ТВТ5	50	100	1000	2000	0,035	0,0024	3,4	4,8	4,8	6,9	290	10,9	520
ТВТ6	200	400	1000	2000	0,14	0,01	1,7	2,4	2,4	3,45	580	44	520
ТВТ7	600	1200	1000	2000	0,42	0,03	0,98	1,4	1,4	2	1000	125	520
ТВТ8	2500	5000	1000	2000	1,75	0,12	0,49	0,7	0,7	1	2000	485	520
ТВТ9	50000	—	500*²	—	17,5	1,2	0,11	—	—	—	6300	4300	100
ТВТ10	500000*	—	500*³	—	175	12	0,035	—	—	—	10000×2	6500×2	97×2

* На выводах 1—4.
*² На выводах 3—4.
*³ На выводах 5—8.

Таблица III.20. Основные параметры унифицированных выходных трансформаторов

Тип	Номинальная мощность, Вт	Входное сопротивление, Ом, на выводах			Номинальное сопротивление нагрузки, Ом, на выводах			Индуктивность, Гн		Номинальный ток, мА	Напряжение на первичной обмотке, В, не более
		1—2	1—3	1—4	5—6	5—7	5—8	первичной обмотки	рассеяния		
ТОТ106	1,0	150	330	590	4	6,6	8	0,22	0,012	4	12×2
ТОТ107	1,0	150	330	590	11,2	16	22,4	0,22	0,012	4	12×2
ТОТ108	1,0	150	330	590	32	45	64	0,22	0,012	4	12×2
ТОТ109	1,0	150	330	590	90	126	180	0,22	0,012	4	12×2
ТОТ110	1,0	150	330	590	256	360	512	0,22	0,012	4	12×2
ТОТ111	1,0	150	330	690	720	1020	1440	0,22	0,012	4	12×2
ТОТ112	1,0	210	475	850	4	5,5	8	0,3	0,017	4	14×2
ТОТ113	1,0	210	475	850	11,2	16	22,4	0,3	0,017	4	14×2
ТОТ114	1,0	210	475	850	32	45	64	0,3	0,017	4	14×2
ТОТ115	1,0	210	475	850	90	126	180	0,3	0,017	4	14×2
ТОТ116	1,0	210	475	850	256	360	512	0,3	0,017	4	14×2
ТОТ117	1,0	210	475	850	720	1020	1440	0,3	0,017	4	14×2
ТОТ118	1,0	300	600	1175	4	5,6	8	0,41	0,024	4	17×2
ТОТ119	1,0	300	600	1175	11,2	16	22,4	0,41	0,024	4	17×2
ТОТ120	1,0	300	600	1175	32	45	64	0,41	0,024	4	17×2
ТОТ121	1,0	300	600	1175	90	126	180	0,41	0,024	4	17×2
ТОТ122	1,0	300	600	1175	256	360	512	0,41	0,024	4	17×2
ТОТ123	1,0	300	600	1175	720	1020	1440	0,41	0,024	4	17×2
ТОТ124	1,0	425	950	1700	4	5,6	8	0,6	0,034	4	21×2
ТОТ125	1,0	425	950	1700	11,2	16	22,4	0,6	0,034	4	21×2
ТОТ126	1,0	425	950	1700	32	45	64	0,6	0,034	4	21×2
ТОТ127	1,0	425	950	1700	90	126	180	0,6	0,034	4	21×2
ТОТ128	1,0	425	950	1700	256	360	612	0,6	0,034	4	21×2
ТОТ129	1,0	425	950	1700	720	1020	1440	0,6	0,024	4	21×2
ТОТ130	2,5	106	240	425	4	5,6	8	0,13	0,008	6	16×2
ТОТ131	2,5	106	240	425	11,2	16	22,4	0,13	0,008	6	16×2
ТОТ132	2,5	106	240	425	32	45	64	0,13	0,008	6	16×2
ТОТ133	2,5	106	240	425	90	126	180	0,13	0,008	6	16×2
ТОТ134	2,5	106	240	425	256	360	512	0,13	0,008	6	16×2
ТОТ135	2,5	106	240	425	720	1020	1440	0,13	0,008	6	16×2
ТОТ136	2,5	150	330	590	4	5,6	8	0,18	0,012	6	19×2
ТОТ137	2,5	150	330	590	11,2	16	22,4	0,18	0,012	6	19×2
ТОТ138	2,6	150	330	590	32	45	64	0,18	0,012	6	19×2
ТОТ139	2,5	150	330	590	90	126	180	0,18	0,012	6	19×2
ТОТ140	2,5	150	330	590	256	360	512	0,18	0,012	6	19×2
ТОТ141	2,5	150	330	690	720	1020	1440	0,18	0,012	6	19×2
ТОТ142	2,5	210	475	850	4	5,6	8	0,25	0,017	6	22×2
ТОТ143	2,5	210	476	850	11,2	16	22,4	0,25	0,017	6	22×2
ТОТ144	2,5	210	475	850	32	45	64	0,25	0,017	6	22×2
ТОТ145	2,6	210	475	850	90	126	180	0,25	0,017	6	22×2
ТОТ146	2,5	210	475	850	256	360	612	0,25	0,017	6	22×2
ТОТ147	2,5	210	475	850	720	1020	1440	0,25	0,017	6	22×2
ТОТ148	2,5	300	660	1175	4	5,6	8	0,35	0,024	6	27×2
ТОТ149	2,5	300	660	1175	11,2	16	22,4	0,35	0,024	6	27×2
ТОТ150	2,5	300	660	1175	32	45	64	0,35	0,024	6	27×2
ТОТ151	2,5	300	660	1175	90	126	180	0,35	0,024	6	27×2
ТОТ152	2,5	300	660	1175	256	360	612	0,35	0,024	6	27×2
ТОТ153	2,6	300	660	1175	720	1020	1440	0,35	0,024	6	27×2

Унифицированные согласующие трансформаторы. Для аппаратуры на транзисторах выпускаются входные трансформаторы типа ТВТ и выходные (оконечные) типа ТОТ. Их схемы приведены на рис. III.23. Трансформаторы типов ТВТ и ТОТ характеризуются неравномерностью АЧХ не более 2 дБ в диапазоне частот 300... ...10000 Гц. Напряжение на первичной обмотке трансформаторов ТВТ не должно превышать 1 В. При этом коэффициент гармоник не превышает 5 %. Трансформаторы типа ТОТ выпускаются с номинальными мощностями от 0,025 до 25 Вт при коэффициенте гармоник не более 5 %. Основные параметры унифицированных входных трансформаторов приведены в табл. III.19, где приняты следующие обозначения: для трансформаторов типов ТВТ1...ТВТ8

$$n_1 = \frac{w_{4-5}}{w_{1-3}};\quad n_2 = \frac{w_{4-6}}{w_{1-3}};\quad n_3 = \frac{w_{4-5}}{w_{1-2}};\quad n_4 = \frac{w_{4-6}}{w_{1-2}};$$

ТВТ1...ТВТ8 ТВТ9 ТВТ10 ТОТ

Рис. III.23. Схемы унифицированных согласующих сигнальных трансформаторов.

для ТВТ9 $n_1 = w_{3-4}/w_{1-2}$; для ТВТ10 $n_1 = w_{5-8}/w_{1-4}$. Здесь w — число витков между выводами, указанными в индексах.

Основные параметры трансформаторов типа ТОТ приведены в табл. III.20.

Экранирование входных трансформаторов применяют для защиты от различных наводок. Экранирование от электрических полей может быть достигнуто при помещении трансформатора внутрь металлического футляра, надежно соединенного электрически с корпусом усилителя. Экранирование от магнитных полей достигается расположением трансформатора в футляре из магнитного материала. Эффективность экрана повышается при увеличении толщины стенок и магнитной проницаемости материала. Для эффективного экранирования экраны изготовляют из железо-никелевых сплавов с толщиной листа 0,3... ...0,5 мм. При этих условиях достигается ослабление наводок до 100 раз. Расстояния между стенками экрана и трансформатором должны быть не менее 5...10 % габаритных размеров трансформатора. Крепление трансформатора к экрану должно быть выполнено немагнитными материалами.

7. Дроссели сглаживающих фильтров питания

Основными параметрами дросселей фильтров питания являются индуктивность, номинальный постоянный ток, сопротивление постоянному току, допустимое переменное напряжение. Во многих случаях стремятся при заданных габаритных размерах и массе получить возможно большую (или заданную) индуктивность при минимальном сопротивлении постоянному току. Поскольку индуктивность дросселя

Таблица III.21. Основные параметры унифицированных дросселей сглаживающих фильтров

Типономинал*	Типоразмер магнитопровода	Допустимое переменное напряжение, В	Сопротивление обмоток, Ом	
			основной	компенсирующей
Д1-0,08-0,32	ШЛ6×12,5	1	19	0,95
Д2-0,16-0,22		3	35,5	1,5
Д3-0,3-0,16		4	63,5	3,5
Д4-0,6-0,12		5	120	6,5
Д5-1,2-0,075		8	300	16,5
Д6-2,5-0,06		11	455	24
Д7-5-0,04		14	1023	133
Д8-0,08-0,58	ШЛ8×16	1	8,6	0,48
Д9-0,16-0.4		3	19	1
Д10-0,3-0,28		4	33	3
Д11-0,6-0,2		5	80	4
Д12-1,2-0,14		8	132	7
Д13-2,5-0,1		11	220	10
Д14-5-0,07		14	535	54
Д15-10-0,05		20	1100	120
Д16-0,08-0,8	ШЛ10×20	2	4,65	0,26
Д17-0,16-0,56		3	10,8	0,56
Д18-0,3-0,4		4	19	1,26
Д19-0,6-0,28		5	36	3
Д20-1,2-0,2		8	63	3,5
Д21-2,5-0,14		11	152	8,2
Д22-5-0,1		14	290	36
Д23-10-0,07		20	628	84
Д24-20-0,05		35	1056	141
Д25-0,08-1,1	ШЛ12×25	2	4	0,15
Д26-0,16-0,8		3	7	0,36
Д27-0,3-0,58		4	14	0,7
Д28-0,6-0,4		5	28	1,5
Д29-1,2-0,28		8	57,5	3
Д30-2,5-0,2		11	139	7
Д31-5-0,14		14	200	23,5
Д32-10-0,1		20	410	56
Д33-20-0,07		35	800	100
Д34-0,08-1,4	ШЛ16×16	2	2,6	0,15
Д35-0,16-1,0		3	5,3	0,3
Д36-0,3-0,8		4	10,5	0,6
Д37-0,8-0,51		5	22	1,25
Д38-1,2-0,4		8	39	2,2
Д39-2,5-0,28		11	85	5
Д40-5-0,18		14	185	26
Д41-10-0,13		20	350	50
Д42-17-0,09		35	675	96
Д43-0,08-2,2	ШЛ20×20	2	1,85	0,076
Д44-0,16-1,6		3	3,7	0,22
Д45-0,3-1,1		4	7	0,35
Д46-0,8-0,8		5	15	0,89
Д47-1,2-0,56		8	37	1,69
Д48-2,5-0,4		11	51	2,7
Д49-5-0,28		14	130	13
Д50-10-0,2		20	200	20
Д51-20-0,14		35	440	49

Типономинал*	Типоразмер магнитопровода	Допустимое переменное напряжение, В	Сопротивление обмоток, Ом	
			основной	компенсирующей
Д52-0,01-12,5	ШЛ25×40	2	0,086	—
Д53-0,02-4,4	ШЛ20×20	2	0,35	0,02
Д54-0,02-1,1	ШЛ8×16	0,5	2,08	0,1
Д55-0,02-0,56	ШЛ6×6,5	0,25	4,2	0,2
Д56-0,0005-16,5	ШЛ12×25	0,25	0,017	—
Д57-1,2-0,8	ШЛ20×40	20	26	2,6
Д58-40-0,035	ШЛ10×20	35	3000	300
Д59-0,0043-2,9	ШЛ12×16	0,5	0,3	—
Д60-0,0005-10**	ШЛ16×20	0,25	0,015	0,015
Д61-0,02-3	ШЛ16×16	3	0,6	0,085
Д62-0,05-2,5	ШЛ32×40	8	0,55	—
Д63-0,00125-0,56	ШЛ6×6,5	0,1	0,12	—
Д64-0,08-0,1	ШЛ6×6,5	0,1	12	—
Д65-0,0025-0,56	ШЛ6×6,5	0,5	0,36	—
Д66-0,05-0,02	ШЛ10×10	0,5	1,1	—
Д67-0,002-2	ШЛ6×12,5	0,1	0,4	—
Д68-0,008-1	ШЛ6×12,5	0,25	1,1	—
Д69-0,005-5,6	ШЛ16×16	1	0,17	—

* В обозначении типономинала первая группа цифр — порядковый номер дросселя, вторая — номинальное значение индуктивности дросселя при номинальном токе, Гн, третья — номинальный ток, А.

** Дроссель Д60-0,0005-10 имеет третью обмотку с сопротивлением 0,015 Ом.

зависит от тока подмагничивания и амплитуды переменного напряжения, ее измеряют при номинальном токе и заданном переменном напряжении.

Расчет дросселей фильтров питания можно выполнять по методике, используемой для расчета сигнальных трансформаторов с постоянным подмагничиванием (см. § 6).

Основные параметры унифицированных дросселей сглаживающих фильтров приведены в табл. III.21.

Глава IV

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

1. Полупроводниковые диоды

Полупроводниковый диод — это полупроводниковый прибор с одним выпрямляющим электрическим переходом и двумя внешними выводами, в котором используется то или иное свойство выпрямляющего перехода. В качестве выпрямляющего электрического перехода может быть электронно-дырочный переход, гетеропереход или контакт металл — полупроводник. В диоде с электронно-дырочным переходом кроме выпрямляющего электрического перехода имеются два невыпрямляющих перехода, через которые *p*- и *n*-области диода соединяются с выводами (рис. IV.1,*а*). В диоде с выпрямляющим электрическим переходом в виде контакта металл — полупроводник всего один невыпрямляющий переход (рис. IV.1,*б*).

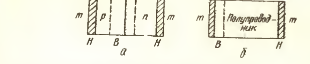


Рис. IV.1. Устройство полупроводникового диода:
а — с электронно-дырочным переходом; *б* — с выпрямляющим контактом металл—полупроводник; *В* — выпрямляющие контакты; *Н* — невыпрямляющие контакты.

В зависимости от соотношения линейных размеров выпрямляющего перехода различают плоскостные и точечные диоды. Плоскостным называют диод, у которого линейные размеры, определяющие его площадь, значительно больше толщины, точечным — диод, у которого линейные размеры, определяющие площадь выпрямляющего электрического перехода, значительно меньше характеристической длины, определяющей физические процессы в переходе и в окружающих его областях.

Выпрямляющий переход обладает и другими свойствами: нелинейностью вольт-амперной характеристики; явлением ударной ионизации; явлением туннелирования носителей сквозь потенциальный барьер; барьерной емкостью. Эти свойства выпрямляющего перехода используют для создания различных видов полупроводниковых диодов: выпрямительных диодов, смесителей, умножителей, модуляторов,

стабисторов, стабилитронов, лавинно-пролетных диодов, туннельных и обращенных диодов, варикапов.

Система обозначений современных полупроводниковых диодов установлена отраслевым стандартом ОСТ 11 336.919—81. В основу системы положен семизначный буквенно-цифровой код. *Первый элемент* кода обозначает исходный полупроводниковый материал на основе которого изготовлен прибор: германий или его соединения — Г; кремний или его соединения — К; соединения галлия — А; соединения индия — И. Для приборов, используемых в устройствах специального назначения, установлены следующие обозначения исходного материала: германий или его соединения — 1; кремний или его соединения — 2; соединения галия — 3; соединения индия — 4. *Второй элемент* — обозначает подкласс или группу прибора: диоды выпрямительные, импульсные, диодные преобразователи (магнитодиоды, термодиоды и др.) — Д; выпрямительные столбы и блоки — Ц; диоды сверхвысокочастотные — А; варикапы — В; диоды туннельные и обращенные — И; стабилизаторы напряжения полупроводниковые (стабилитроны, стабисторы, ограничители) — С; генераторы шума — Г; излучающие оптоэлектронные приборы — Л. *Третий элемент* обозначения приборов — цифра, определяющая назначение (параметры или принцип действия) прибора в соответствии с табл. IV.1. *Четвертый элемент* обозначения приборов — двузначное число от 01 до 99, обозначающее порядковый номер разработки типа прибора. Допускается использовать трехзначное число от 101 до 999 при условии, если порядковый номер разработки превышает 99. *Пятый элемент* обозначения — буква русского алфавита, определяющая классификацию по параметрам приборов, изготовленных по единой технологии. В качестве дополнительных элементов обозначения для наборов в общем корпусе однотипных приборов, не соединенных электрически или соединенных одноименными выводами, после обозначения типа прибора используется буква С.

Поскольку ОСТ 11 336.919—81 введен в действие в 1982 г., для обозначения большинства типов приборов, включенных в настоящий справочник, использована иная система обозначений. В обозначениях полупроводниковых диодов, разработанных до 1964 г., *первый элемент* — буква Д, характеризующая весь класс полупроводниковых диодов; *второй элемент* — число, характеризующее назначение прибора; *третий элемент* — буква, указывающая разновидность прибора.

С 1964 г. по 1973 г. в соответствии с ГОСТ 10862—64, а с 1973 г. по 1977 г. в соответствии с ГОСТ 10862—72 разрабатываемым приборам присваивались обозначения по следующей системе. *Первый элемент* обозначения определяет исходный материал на основе которого изготовлен прибор: германий — Г; кремний — К; арсенид галлия — А. *Второй элемент* обозначения — буква, характеризующая подкласс приборов: Д — выпрямительные, универсальные, импульсные диоды; Ц — выпрямительные столбы и блоки; А — диоды СВЧ; В — варикапы; И — диоды туннельные и обращенные; Л — излучатели; Г — генераторы шума; Б — диоды Ганна; К — стабилизаторы тока; С — стабилитроны и стабисторы; Ф — фотоприборы. *Третий элемент* обозначения — число, указывающее назначение прибора в пределах подкласса (табл. IV.2). *Четвертый элемент* — порядковый номер разработки технологического типа прибора (от 01 до 99). *Пятый элемент* — деление технологического типа на параметрические группы.

Третий элемент обозначения стабилитронов и стабисторов определяет индекс мощности, *четвертый* — кодированное обозначение номинального напряжения стабилизации (табл. IV,3), *пятый* — после-

Таблица IV.1. **Третий элемент обозначения типов полупроводниковых диодов**

Подкласс диодов	Обозначение
Диоды выпрямительные	
со средним значением прямого тока не более 0,3 А	1
со средним значением прямого тока более 0,3, но не более 10 А	2
Диодные преобразователи (магнитодиоды, термодиоды и др.)	3
Диоды импульсные	
с временем восстановления обратного сопротивления более 500 нс	4
с временем восстановления обратного сопротивления более 150, но не более 500 нс	5
с временем восстановления обратного сопротивления более 30, но не более 150 нс	6
с временем восстановления обратного сопротивления, не менее 5, но не более 30 нс	7
с временем восстановления обратного сопротивления более 1, но не более 5 нс	8
с эффективным временем жизни неосновных носителей заряда менее 1 нс	9
Варикапы	
подстроечные	1
умножительные	2
Диоды туннельные и обращенные	
усилительные	1
генераторные	2
переключательные	3
обращенные	4
Стабилизаторы напряжения полупроводниковые	
с напряжением стабилизации менее 10 В и мощностью не более 0,3 Вт	1
с напряжением стабилизации более 10, но не более 100 В и мощностью не более 0,3 Вт	2
с напряжением стабилизации более 100 В и мощностью не более 0,3 Вт	3
с напряжением стабилизации менее 10 В и мощностью более 0,3, но не более 5 Вт	4
с напряжением стабилизации более 10, но не более 100 В и мощностью более 0,3, но не более 5 Вт	5
с напряжением стабилизации более 100 В и мощностью более 0,3, но не более 5 Вт	6
с напряжением стабилизации менее 10 В и мощностью более 5, но не более 10 Вт	7
с напряжением стабилизации более 10, но не более 100 В и мощностью более 5, но не более 10 Вт	8
с напряжением стабилизации более 100 В и мощностью более 5, но не более 10 Вт	9
Генераторы шума	
низкочастотные	1
высокочастотные	2
Излучающие оптоэлектронные приборы	
Диоды излучающие инфракрасного диапазона	1
Модули излучающие инфракрасного диапазона	2
Диоды светоизлучающие	3

Таблица IV.2. Третий элемент обозначения типа полупроводникового диода разработки до 1979 г.

Подкласс диодов	Обозначение
Диоды выпрямительные	
малой мощности (среднее значение прямого тока не более 0,3 А)	1
средней мощности (среднее значение прямого тока более 0,3, но не более 10 А)	2
Диоды универсальные (рабочая частота не более 1000 МГц)	4
Диоды импульсные	
время восстановления обратного сопротивления более 150 нс	5
время восстановления обратного сопротивления более 30, но не более 150 нс	6
время восстановления обратного сопротивления более 5, но не более 30 нс	7
время восстановления обратного сопротивления не менее 1, но не более 5 нс	8
время восстановления обратного сопротивления менее 1 нс	9
Варикапы	
подстроечные	1
умножительные (варакторы)	2
Диоды туннельные и туннельные обращенные	
усилительные	1
генераторные	2
переключательные	3
обращенные	4
Диоды излучающие	
инфракрасного диапазона	1
видимого диапазона (светодиоды) с яркостью	
не более 500 кд/м²	3
более 500 кд/м²	4

Таблица IV.3. Третий и четвертый элементы обозначения типа полупроводниковых стабилитронов и стабистора разработки до 1979 г.

Стабилитроны и стабисторы	Обозначение	
	Третий элемент	Четвертый элемент
Мощность не более 0,3 Вт		
Напряжение стабилизации 10 В	1	01...99
Напряжение стабилизации не менее 10 и не более 99 В	2	10...99
Напряжение стабилизации не менее 100 и не более 199 В	3	00...99
Мощность более 0,3, но не более 5 Вт		
Напряжение стабилизации менее 10 В	4	01...99
Напряжение стабилизации не менее 10 и не более 99 В	5	10...99
Напряжение стабилизации не менее 100 и не более 199 В	6	00...99
Мощность более 5, но не более 25 Вт		
Напряжение стабилизации менее 10 В	7	01...99
Напряжение стабилизации не менее 10 и не более 99 В	8	10...99
Напряжение стабилизации не менее 100 и не более 199 В	9	00...99

Примечание. При напряжении стабилизации менее 10 В первое число четвертого элемента — целое число, второе — десятые доли вольта; при напряжении стабилизации не менее 10 и не более 99 В — целые числа; при напряжении стабилизации не менее 100 и не более 199 В — разность между значением номинального напряжения стабилизации и 100 В.

Таблица IV.4. Цветная маркировка диодов

Тип диода	Метка на корпусе	Метка у выводов +	Метка у выводов —
Д9Б	Красная точка	Красная точка	—
Д9В	Оранжевая точка	» »	—
Д9Г	Желтая точка	» »	—
Д9Д	Белая точка	» »	—
Д9Е	Голубая точка	» »	—
Д9Ж	Зеленая точка	» »	—
Д9И	Две желтые точки	» »	—
Д9К	Две белые точки	» »	—
Д9Л	Две зеленые точки	» »	—
Д9М	Две голубые точки	» »	—
Д10	—	Зеленая точка	—
Д10А	—	Желтая точка	—
Д10Б	—	Красная точка	—
Д18	—	» »	Желтая точка
Д20	—	» »	Зеленая точка
КД102А	—	Зеленая точка	—
КД102Б	—	Синяя точка	—
КД103А	—	» »	—
КД103Б	—	Желтая точка	—
КД104А	Желтая точка	—	—
КД105Б	—	Желтая полоса	—
КД105В	Зеленая точка	» »	—
КД105Г	Красная точка	» »	—
ГД107А	—	Черная точка	—
ГД107Б	—	Серая точка	—
КД109А	—	Белая точка	—
КД109Б	—	Желтая точка	—
КД109В	—	Зеленая точка	—
КД208А	—	Зеленая полоса	—
КД209А	—	Красная полоса	—
КД209Б	Зеленая точка	» »	—
КД209В	Красная точка	» »	—
КД409А	Желтая точка	—	—
КД413А	—	Белая точка	—
КД413Б	—	Белая и красная точки	—
ГД511А	Две голубые точки	Красная точка	—
ГД511Б	Голубая и желтая точки	» »	—
ГД511В	Голубая и оранжевая точки	» »	—
КД519А	—	Белая точка	—
КД519Б	—	Красная точка	—
КД520А	—	Желтая точка	—

Тип диода	Метка на корпусе	Метка у выводов	
		+	—
КД521А	Одно черное кольцо	—	—
КД521В	Два черных кольца	—	—
КД521Г	Три черных кольца	—	—
КД522А	Два черных кольца	—	—
КД522Б	Три черных кольца	—	—
КВ101А	—	Черная точка	—
КВ109А	—	Белая точка	—
КВ109Б	—	Красная точка	—
КВ109В	—	Зеленая точка	—
КВ109Г	—	—	—
КВС111А	—	—	Белая точка
КВС111Б	—	—	Оранжевая точка
КВ121А	—	Синяя точка	—
КВ121Б	—	Желтая точка	—
КВ122А	—	Оранжевая точка	—
КВ122Б	—	Фиолетовая точка	—
КВ122В	—	Коричневая точка	—
КВ123А	—	Белая полоса	—

довательность разработки (буквы русского алфавита от А до Я). Наборы дискретных полупроводниковых элементов (несколько приборов, выполненных в одном корпусе) обозначаются в соответствии с их разновидностью с добавлением после второго элемента обозначения буквы С.

Примеры обозначения: ГД412А — диод полупроводниковый универсальный, предназначенный для устройств широкого применения, германиевый, номер разработки 12, группа А; КС168А — стабилитрон полупроводниковый, предназначенный для устройств широкого применения, кремниевый, мощностью не более 0,3 Вт, с напряжением стабилизации 6,8 В, последовательность разработки А; КДС523А — набор полупроводниковых приборов, дискретным элементом которого является импульсный диод, предназначенный для устройств широкого применения, кремниевый, с временем восстановления обратного сопротивления более 150 нс, номер разработки 23, группа А.

Для полупроводниковых диодов с малыми размерами корпуса используется цветная маркировка (табл. IV.4).

Обозначение параметров полупроводниковых диодов установлено ГОСТ 25529—82. Условное графическое обозначение полупроводниковых диодов приведено на рис. IV.2 (ГОСТ 2.730—73).

Выпрямительные полупроводниковые диоды предназначены для выпрямления переменного тока низкой частоты (обычно менее 50 кГц). В качестве выпрямительных используют плоскостные диоды, допускающие благодаря значительной площади p — n-перехода, большой выпрямленный ток. Германиевые плоскостные диоды рассчитаны на прямые токи от десятых долей ампера до десятков ампер при падении напряжения до 0,5 В. Вольт-амперная характеристика германиевого диода, выражающая зависимость тока, протекающего через диод, от

значения и полярности приложенного к нему напряжения, изображена на рис. IV.3,*а*. Температурная зависимость прямого падения напряжения различна при малых и больших для данного типа диода токах. Обратные токи в значительной степени зависят от температуры перехода. Пробой германиевых диодов имеет тепловой характер, поэтому пробивное напряжение уменьшается с повышением температуры. Верхний предел диапазона рабочих температур германиевых диодов

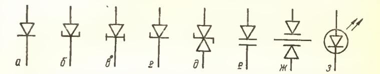


Рис. IV.2. Условное графическое обозначение полупроводниковых диодов: *а* — диод, выпрямительный блок; *б* — туннельный диод; *в* — обращенный диод; *г* — стабилитрон односторонний; *д* — стабилитрон двусторонний; *е* — варикап; *ж* — варикапная матрица; *з* — светодиод.

составляет 75—85 °С. Существенным недостатком германиевых диодов является их высокая чувствительность к кратковременным импульсным перегрузкам.

Кремниевые плоскостные диоды рассчитаны на прямые токи от десятых долей ампера до десятков ампер при падении напряжения до 1,5 В. С увеличением температуры прямое падение напряжения на нем уменьшается (рис. IV.3,*б*). Пробой кремниевых диодов имеет лавинный характер, поэтому пробивное напряжение повышается с увеличением температуры. Верхний предел диапазона рабочих температур кремниевых диодов достигает 125 °С. Допустимое обратное напряжение кремниевых диодов (до 1600 В) значительно превосходит аналогичный параметр германиевых диодов.

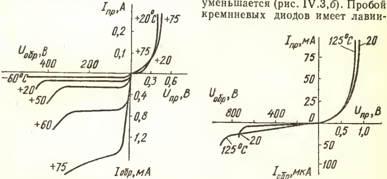


Рис. IV.3. Вольт-амперные характеристики диодов при различных температурах окружающей среды:
а — германиевых; *б* — кремниевых.

Основные параметры. *Постоянное прямое напряжение* $U_{пр}$ — постоянное напряжение на диоде при заданном постоянном прямом токе. *Постоянное обратное напряжение* $U_{обр}$ — постоянное напряжение, приложенное к диоду в обратном направлении. *Постоянный прямой ток* $I_{пр}$ — постоянный ток, протекающий через диод в прямом направлении. *Постоянный обратный ток* $I_{обр}$ —

Таблица IV.5. Основные параметры выпрямительных диодов

Тип диода	Максимально допустимый постоянный (средний) прямой ток, А	Максимально допустимое постоянное обратное напряжение, В	Постоянное (или среднее) прямое напряжение, В	Постоянный обратный ток, мА, при $U_{обр\ max}$	Температура окружающей среды, °С		Конструкция (номер рисунка)
					от	до	
Д206	0,1*	100	1	0,1	—55	+125	IV.4, а
Д207	0,1*	200	1	0,1	—55	+125	
Д208	0,1*	300	1	0,1	—55	+125	
Д209	0,1*	400	1	0,1	—55	+125	
Д210	0,1	500	1	0,1	—55	+125	
Д211	0,1	600	1	0,1	—55	+125	
Д214	10	100	1,2	3	—60	+130	IV.4, д
Д214А	10	100	1	3	—60	+130	
Д214Б	5	100	1,5	3	—60	+130	
Д215	10	200	1,2	3	—60	+130	
Д215А	10	200	1,0	3	—60	+130	
Д215Ь	5	200	1,5	3	—60	+130	
МД217	0,1	800	1,0	0,15	—60	+125	IV.4, а
МД218	0,1	1000	1,0	0,15	—60	+125	
МД218А	0,1	1200	1,1	0,15	—60	+125	
Д226Б	0,3*	400	1	0,3	—60	+80	IV.4, а
Д226В	0,3*	300	1	0,3	—60	+80	
Д226Г	0,3*	200	1	0,3	—60	+80	
Д226Д	0,3*	100	1	0,3	—60	+80	
Д229А	(0,4)	200	(1,0)	0,05	—60	+125	IV.4, е
Д229Б	(0,4)	400	(1,0)	0,05	—60	+125	
Д229В	(0,4)	100	(1,0)	0,2	—60	+85	
Д229Г	(0,4)	200	(1,0)	0,2	—60	+85	
Д229Д	(0,4)	300	(1,0)	0,2	—60	+85	
Д229Е	(0,4)	400	(1,0)	0,2	—60	+85	
Д229Ж	(0,7)	100	(1,0)	0,2	—60	+85	
Д229И	(0,7)	200	(1,0)	0,2	—60	+85	
Д229К	(0,7)	300	(1,0)	0,2	—60	+85	
Д229Л	(0,7)	400	(1,0)	0,2	—60	+85	
Д231	10	300	1,0	3	—60	+125	IV.4, д
Д231А	10	300	1,0	3	—60	+125	
Д231Б	5	300	1,5	3	—60	+125	
Д232	10	400	1,0	3	—60	+125	
Д232А	10	400	1,0	3	—60	+125	
Д232Б	5	400	1,5	3	—60	+125	
Д233	10	500	1	3	—60	+125	
Д233Б	5	500	1,5	3	—60	+125	
Д234Б	5	600	1,5	3	—60	+125	
Д237А	0,3	200	1,0	0,1	—60	+125	
Д237Б	0,3	400	1,0	0,1	—60	+125	IV.4, а
Д237В	0,1	600	1,0	0,1	—60	+125	
Д237Е	0,4	200	1,0	0,1	—60	+125	
Д237Ж	0,4	400	1	0,1	—60	+125	
Д242	10*	100	(1,2)	3	—60	+125	
Д242А	10*	100	(1,0)	3	—60	+125	IV.4, д
Д242Б	5*	100	(1,5)	3	—60	+125	
Д243	10*	200	(1,2)	3	—60	+125	
Д243А	10*	200	(1,0)	3	—60	+125	
Д243Б	5*	200	(1,5)	3	—60	+125	
Д245	10*	300	(1,2)	3	—60	+125	
Д245А	10*	300	(1,0)	3	—60	+125	
Д245Б	5*	300	(1,5)	3	—60	+125	
Д246	10*	400	(1,2)	3	—60	+125	
Д246А	10*	400	(1,0)	3	—60	+125	
Д246Б	5*	400	(1,5)	3	—60	+125	
Д247	10*	500	(1,2)	3	—60	+125	
Д247Б	5*	500	(1,5)	3	—60	+125	
Д248Б	5*	600	(1,5)	3	—60	+125	

Тип диода	Максимально допустимый постоянный (средний) прямой ток, А	Максимально допустимое постоянное обратное напряжение, В	Постоянное (или среднее) прямое напряжение, В	Постоянный обратный ток, мА, при $U_{обр\ max}$	Температура окружающей среды, °С		Конструкция (номер рисунка)
					от	до	
КД102А	0,1*	250	1	0,0001	−60	+100	IV.4, *б*
КД102Б	0,1*	300	1	0,001	−60	+100	
КД103А	0,1*	50	1	0,001	−60	+100	
КД103Б	0,1*	50	1,2	0,001	−60	+100	
КД104А	0,01*	300	1	0,003	−60	+70	
КД105Б	(0,3)	400	(1)	0,1	−60	+85	IV.4, *в*
КД105В	(0,3)	600	(1)	0,1	−55	+85	
КД105Г	(0,3)	800	(1)	0,1	−60	+85	
КД106А	0,3*	100	1	0,01	−60	+85	IV.4, *к*
ГД107А	0,02*	15	1	0,02	−60	+60	IV.5, *а*
ГД107Б	0,02*	20	0,4	0,1	−60	+60	
КД109А	(0,3)	100	(1)	0,1	−40	+85	IV.4, *л*
КД109Б	(0,3)	300	(1)	0,1	−40	+85	
КД109В	(0,3)	600	(1)	0,1	−40	+85	
КД202А	5	50	(1,0)	1,0	−60	+130	IV.4, *ж*
КД202В	5	100	(1,0)	1,0	−60	+130	
КД202Д	5	200	(1,0)	1,0	−60	+130	
КД202Ж	5	300	(1,0)	1,0	−60	+130	
КД202К	5	400	(1,0)	1,0	−60	+130	
КД202М	5	500	(1,0)	1,0	−60	+130	
КД202Р	5	600	(1,0)	1,0	−60	+130	
КД203А	10	600	(1)	1,5	−60	+130	IV.4, *д*
КД203Б	10	800	(1)	1,5	−60	+130	
КД203В	10	800	(1,0)	1,5	−60	+130	
КД203Г	10	1000	(1,0)	1,5	−60	+100	
КД203Д	10	1000	(1,0)	1,5	−60	+100	
КД204А	(0,4)	400	1,4	0,15	−55	+85	IV.4, *е*
КД204Б	(0,6)	200	1,4	0,1	−55	+85	
КД204В	(1,0)	50	1,4	0,05	−55	+85	
КД205А	(0,5)	500	(1,0)	0,1	−40	+85	IV.4, *и*
КД205Б	(0,5)	400	(1,0)	0,1	−40	+85	
КД205В	(0,5)	300	(1,0)	0,1	−40	+85	
КД205Г	(0,5)	200	(1,0)	0,1	−40	+85	
КД205Д	(0,5)	100	(1,0)	0,1	−40	+85	
КД205Е	(0,3)	500	(1,0)	0,1	−40	+85	
КД205Ж	(0,5)	600	(1,0)	0,1	−40	+85	
КД205И	(0,3)	700	(1,0)	0,1	−40	+85	
КД205К	(0,7)	100	(1,0)	0,1	−40	+85	
КД205Л	(0,7)	200	(1,0)	0,1	−40	+85	
КД206А	10	400	1,2	0,7	−60	+125	IV.4, *в*
КД206Б	10	500	1,2	0,7	−60	+125	
КД206В	10	600	1,2	0,7	−60	+125	
КД208А	1,5	100	1,0	0,1	−40	+85	IV.4, *в*
КД209А	0,7	400	1,0	0,1	−60	+85	

* Максимально допустимый средний выпрямленный ток.

Тип диода	Максимально допустимый постоянный (средний) прямой ток, А	Максимально допустимое постоянное обратное напряжение, В	Постоянное (или среднее) прямое напряжение, В	Постоянный обратный ток, мА, при $U_{обр\ max}$	Температура окружающей среды, °C		Конструкция (номер рисунка)
					от	до	
КД209Б КД209В	0,5 0,5	600 800	1,0 1,0	0,1 0,1	—60 —60	+85 +85	IV.4, *в*
КД210А КД210Б КД210В КД210Г	(10) (10) (10) (10)	800 800 1000 1000	(1,0) (1,0) (1,0) (1,0)	1,5 1,5 1,5 1,5	—60 —60 —60 —60	+100 +100 +100 +100	IV.4, *г*
КД212А КД212Б	1,0 1,0	200 100	(1,0) (1,0)	0,05 0,05	—60 —60	+85 +85	IV.4, *м*
КД213А КД213Б КД213В КД213Г	10 10 10 10	200 200 100 100	(1,0) (1,2) (1,0) (1,2)	0,2 0,2 0,2 0,2	—60 —60 —60 —60	+125 +125 +125 +125	IV.4, *н*

постоянный ток, протекающий через диод в обратном направлении при заданном обратном напряжении. *Средний прямой ток* $I_{пр.ср.}$ — среднее за период значение прямого тока диода. *Средний выпрямленный ток диода* $I_{вп.ср.}$ — среднее за период значение прямого и обратного токов. *Дифференциальное сопротивление диода* $r_{диф}$ — отношение малого приращения напряжения диода к малому приращению тока в нем при заданном режиме.

Предельно допустимые параметры*. К ним относятся: максимально допустимое постоянное обратное напряжение $U_{обр\ max}$, максимально допустимый прямой ток $I_{пр.max}$, максимально допустимый средний прямой ток $I_{пр.ср\ max.}$, максимально допустимый средний выпрямленный ток $I_{вп.ср\ max}$, максимально допустимая средняя рассеиваемая мощность $P_{ср.max}$.

Основные параметры выпрямительных диодов (рис. IV.4) приведены в табл. IV.5.

Высокочастотные диоды — приборы универсального назначения: для выпрямления токов в широком диапазоне частот (до нескольких сотен мегагерц), для модуляции, детектирования и других нелинейных преобразований. В качестве высокочастотных в основном используются точечные диоды. Германиевые точечные высокочастотные диоды могут иметь обратное напряжение до 350 В и прямой ток до 100 мА при $U_{пр} = 1...2$ В. Основные параметры высокочастотных диодов (рис. IV.5) приведены в табл. IV.6.

Импульсные диоды предназначены для преобразования импульсных сигналов (в детекторах видеосигналов телевизионных приемников, ключевых и логических схемах). В основном используются точечные диоды, а также плоскостные диоды с малой площадью p — n-перехода. Диоды с барьером Шоттки, выполняемые на основе структуры

* Предельно допустимое значение параметра — это значение параметра, заданное в нормативно-технической документации, ограничивающее возможностями данного типа прибора и обеспечивающее заданную надежность. Предельно допустимое значение может быть максимально или минимально допустимым.

металл — полупроводник, благодаря малой барьерной емкости являются также сверхскоростными импульсными диодами.

Основные параметры. *Импульсное прямое напряжение диода* $U_{пр.и}$ — наибольшее мгновенное значение прямого напряже-

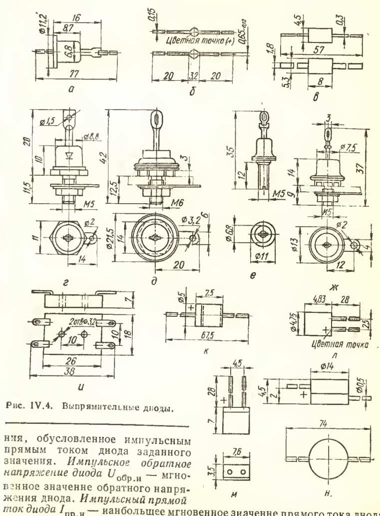


Рис. IV.4. Выпрямительные диоды.

ния, обусловленное импульсным прямым током диода заданного значения. *Импульсное обратное напряжение диода* $U_{обр.и}$ — мгновенное значение обратного напряжения диода. *Импульсный прямой ток диода* $I_{пр.и}$ — наибольшее мгновенное значение прямого тока диода, исключая повторяющиеся и неповторяющиеся переходные токи. *Общая емкость диода* $C_д$ — значение емкости между выводами диода при заданном режиме. *Время прямого восстановления диода* $t_{вос.пр}$ — время, в течении которого происходит включение диода и прямое напряжение на нем устанавливается от значения, равного нулю, до заданного установившегося значения. *Время обратного восстановле-*

ния диода $t_{вос.обр}$ — время переключения диода с заданного прямого тока на заданное обратное напряжение от момента прохождения тока через нулевое значение до момента достижения обратным током заданного значения. *Заряд восстановления диода* $Q_{вос}$ — накопленный заряд диода, вытекающий во внешнюю цепь при переключении диода с заданного прямого тока на заданное обратное напряжение.

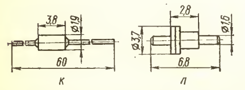


Рис. IV.5. Высокочастотные и импульсные диоды.

Основные параметры импульсных диодов (см. рис. IV.5) приведены в табл. IV.7, а импульсных диодных сборок (рис. IV.6—IV.11) — в табл. IV.8.

Стабилизатор напряжения полупроводниковый (стабилитрон, стабистор) — это полупроводниковый диод, напряжение на котором сохраняется с определенной точностью при протекании через него тока в заданном диапазоне. Он предназначен для стабилизации напряжения. У стабилитронов рабочим является пробойный участок вольт-амперной характеристики в области обратных напряжений (рис. IV.12). На этом участке напряжение на диоде остается практически постоянным при значительном изменении тока, протекающего через диод. Важным параметром стабилитрона является температурный коэффициент напряжения стабилизации $\alpha_{U_{ст}}$. Обобщенная зави-

Таблица IV.6. Основные параметры высокочастотных диодов

Тип диода	Постоянный прямой ток, мА, при прямом напряжении 1 В	Максимально допустимый постоянный или средний прямой ток, мА	Максимально допустимое постоянное обратное напряжение, В	Максимальный обратный ток, мкА (при обратном напряжении, В)	Максимальная рабочая частота, МГц	Общая емкость диода, пФ	Температура окружающей среды, °C		Конструкция (номер рисунка)
							от	до	
Д9Б	90	40	10	250 (10)	40	1...2	−55	+60	IV.5, *а*
Д9В	10	20	30	250 (30)	40	1...2	−55	+60	
Д9Г	30	30	30	250 (30)	40	1...2	−55	+60	
Д9Д	60	30	30	250 (30)	40	1...2	−55	+60	
Д9Е	30	20	50	250 (50)	40	1...2	−56	+60	
Д9Ж	10	15	100	250 (100)	40	1...2	−55	+60	
Д9И	30	30	30	120 (30)	40	1...2	−55	+60	
Д9К	60	30	30	60 (30)	40	1...2	−55	+60	
Д9Л	30	15	100	250 (100)	40	1...2	−55	+60	
Д9М	90	30	30	250 (30)	40	1...2	−55	+60	
Д10	—	3*	10	100 (10)	150	1	−60	+70	IV.5, *е*
Д10А	—	5*	10	250 (10)	150	1	−60	+70	
Д10Б	—	8*	10	250 (10)	150	1	−60	+70	
Д101	2^{*2}	30	75	10 (75)	200	0,5	−55	+100	IV.5, *в*
Д101А	1	30	75	10 (75)	200	0,5	−55	+100	
Д102	2^{*2}	30	50	10 (50)	200	0,5	−55	+100	
Д102А	1	30	50	10 (50)	200	0,5	−55	+100	
Д103	2^{*2}	30	30	30 (30)	200	0,5	−55	+100	
Д103А	1	30	30	30 (30)	200	0,5	−55	+100	
Д104	2^{*2}	30	100	10 (75)	600	0,6	−60	+120	
Д104А	1	30	100	10 (75)	600	0,6	−60	+120	
Д105	2^{*2}	30	75	10 (50)	600	0,6	−60	+120	
Д105А	1	30	75	10 (50)	600	0,6	−60	+120	
Д106	2^{*2}	30	30	30 (30)	600	0,6	−60	+120	
Д106А	1	30	30	30 (30)	600	0,6	−60	+120	
Д223	50	50	50	1 (50)	20	—	−55	+100	
Д223А	50	50	100	1 (100)	20	—	−55	+100	
Д223Б	50	50	160	1 (150)	20	—	−55	+100	
КД401А	5	30	75	5 (75)	0,15	1	−55	+100	IV.5, *в*
КД401Б	5	30	75	5 (75)	0,15	1,5	−55	+100	
ГД402А	—	25	16	100 (10)	100	0,8	−60	+70	IV.5, *а*
ГД402Б	—	25	15	100 (10)	100	0,5	−60	+70	
ГД403А	5^{*3}	—	5	—	—	—	−25	+55	
ГД403Б	5^{*3}	—	5	—	—	—	−25	+55	IV.5, *в*
ГД403В	5^{*3}	—	5	—	—	—	−25	+55	
КД407А	—	50	24	0,5 (24)	1000	1	−55	+100	IV.5, *а*
КД409А	—	50	24	0,5 (24)	1000	2	−55	+100	IV.5, *г*
КД410А	—	50	1000	3 (1000)	0,02	—	−40	+85	IV.5, *б*
КД410Б	—	50	600	3 (600)	0,02	—	−40	+85	
КД411А	—	1000	700	0,7 (700)	0,16	—	−40	+90	IV.4, *а*
КД411Б	—	1000	600	0,7 (600)	0,16	—	−40	+90	
КД411Б	—	1000	500	0,7 (500)	0,16	—	−40	+90	
КД411Г	—	1000	400	0,7 (400)	0,16	—	−40	+90	
КД413А	20	20	24	—	—	0,7	−60	+100	IV.5, *и*
КД413Б	20	20	24	—	—	0,7	−60	+100	

* При $f = 70$ МГц, $U_{пр} = 1,5$ В и $R_н = 0$.

^{*2} При $U_{пр} = 0,5$ В.

^{*3} При $U_{пр} = 2$ В.

Таблица IV.7. **Основные параметры импульсных диодов**

Тип диода	Максимально допустимый импульсный прямой ток, мА, при $\tau_и = 10$ мкс	Максимально допустимый постоянный или средний прямой ток, мА	Импульсное прямое напряжение, В	Максимально допустимое импульсное или постоянное обратное напряжение, В	Максимальный обратный ток, мкА, при $U_{обр\ max}$	Время обратного восстановления диода, мкс	Общая емкость диода, пФ	Температура окружающей среды, °С		Конструкция (номер рисунка)
								от	до	
Д18	50	16	5	20	50	0,1	0,5	−40	+60	IV,5, *в*
Д20	50	16	1	20	100	0,07	0,5	−40	+60	
Д219А	500	50	2,5	70	1	0,5	15	−55	+100	IV.5, *в*
Д220	500	50	3,75	50	1	0,5	15	−55	+100	
Д220А	500	50	3,75	70	1	0,5	15	−55	+100	
Д220Б	500	50	3,75	100	1	0,5	15	−55	+100	
Д310	800	250	2,5	20	20	0,3	15	−55	+60	IV.5, *в*
Д311	500	40	1,25	30	100	0,05	1,5	−40	+60	IV.5, *в*
Д311А	600	80	1	30	100	0,05	3	−40	+60	
Д311Б	250	20	1,5	30	100	0,05	2	−40	+60	
Д312	500	50	1,25	100	100	0,5	3	−40	+60	IV,5, *в*
Д312А	500	50	1,25	75	100	0,5	3	−40	+60	
Д312Б	500	50	1	100	10	0,7	3	−40	+60	
КД503А	200	20	2,5	30	10	0,01	5	−40	+85	IV.5, *а*
КД503Б	200	20	3,5	30	10	0,01	2,5	−40	+85	
КД504А	1,5	240	2	40	2	—	2	−55	+100	IV.5, *в*
КД507А	100	16	4	20	50	0,1	0,8	−40	+60	IV,5, *а*
КД508А	30	10	1,5	8	60	—	0,75	−40	+55	IV.5, *а*
КД508Б	30	10	1,5	8	100	—	0,75	−40	+55	
КД509А	1500	100	1,1	50	5	0,004	4	−55	+85	IV.5, *а*
КД510А	1500	200	1,1	50	5	0,004	4	−60	+85	IV.5, *в*
ГД511А	50	15	0,6	12	50	—	1	−55	+70	IV.5, *в*
ГД511Б	50	15	0,6	12	100	—	1	−55	+70	
ГД511В	50	15	0,6	12	200	—	1	−55	+70	
КД512А	200	20	1	15	5	0,004	1	−40	+85	IV.5, *а*
КД513А	1500	100	1,1	50	5	0,004	4	−55	+85	IV.5, *д*
КД514А	50	10	1	10	5	—	0,9	−40	+70	IV.5, *а*
АД516А	30	2	—	10	2	5*	0,5	−60	+100	IV.5, *ж*
АД516Б	30	2	—	10	2	5*	0,35	−60	+100	
КД518А	1500	100	0,57	—	—	—	—	−60	+85	IV.5, *д*
КД519А	300	30	—	30	5	400*	4	−40	+85	IV.5, *а*
КД519Б	300	30	—	30	5	400*	2,5	−40	+85	
КД520А	50	10	1,0	15	1	0,004	3	−60	+100	IV.5, *г*
КД521А	500	50	1,75	25	1	0,004	4	−60	+125	IV.5, *к*
КД521В	500	50	1,75	50	1	0,004	4	−60	+125	
КД521Г	500	50	1,75	30	1	0,004	4	−60	+125	
КД522А	1500	100	—	30	2	0,004	4	−55	+85	IV.5, *к*
КД522Б	1500	100	—	50	5	0,004	4	−55	+85	
КД524А	400	40	—	24	2	250*	3	−60	+125	IV.5, *л*
КД524Б	400	40	—	30	2	300*	2,5	−60	+125	
КД524В	400	40	—	15	2	300*	4	−60	+125	

* Заряд восстановления, пКл.

симость температурного коэффициента напряжения стабилизации от напряжения стабилизации приведена на рис. IV.13. Как видно из рисунка, $\alpha_{U_{ст}}$ имеет положительные значения для высоковольтных и отрицательные для низковольтных стабилитронов. У стабисторов

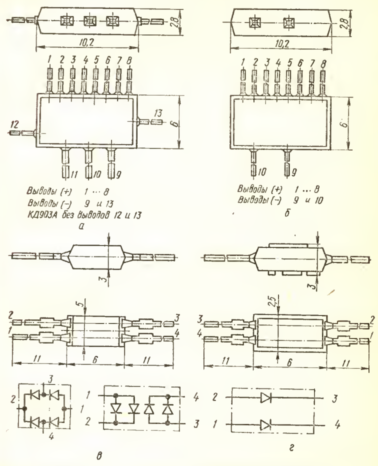


Рис. IV.6. Импульсные диодные сборки КД903 (*а*), КД909 (*б*), КД906 (*в*), КД523А, КД523Б (*г*).

рабочим служит прямой участок вольт-амперной характеристики (рис. IV.14). У двуханодных стабилитронов имеются два встречно включенных *p* — *n*-перехода, один из которых является стабилизирующим для положительного напряжения, другой — для отрицательного.

Основные параметры. *Напряжение стабилизации* $U_{ст}$ — значение напряжения стабилитрона при протекании тока стабилизации. *Ток стабилизации* $I_{ст}$ — значение постоянного тока, про-

Таблица IV.8. Основные параметры импульсных диодных сборок

Тип диода	Максимально допустимый импульсный ток, мА, при $\tau_и = 10$ мкс	Максимально допустимый постоянный или средний прямой ток, мА	Импульсное (постоянное) прямое напряжение, В, не более, при токе, мА	Максимально допустимое импульсное (постоянное) обратное напряжение, В	Максимальный обратный ток, мкА, при $U_{обр\ max}$	Время обратного восстановления диода, нс	Общая емкость диода, пФ	Температура окружающей среды, °С		Конструкция (номер рисунка)
								от	до	
КД903А	350*	75	2,3/300	30	0,5	150	10	—60	+70	IV.6, *а*
КД903Б	350*	75	2,3/300	30	0,5	150	10	—60	+70	
КД906А	2000	100	5/2000	(75)	2	2000	20	—60	+85	IV.6, *в*
КД906Б	2000	100	5/2000	(50)	2	2000	20	—60	+85	
КД906В	2000	100	5/2000	(30)	2	2000	20	—60	+85	
КД906Г	2000	100	5/2000	(75)	2	2000	40	—60	+85	
КД906Д	2000	100	5/2000	(50)	2	2000	40	—60	+85	
КД906Е	2000	100	5/2000	(30)	2	2000	40	—60	+85	
КД908А	1500	200	(1/2/200)	60	5	30	5	—60	+85	IV.7, *б*
КД909А	1500*	200	(1,2/200)	(40)	10	70	5	—60	+85	IV.6, *б*
КД914А	50	20	(1,0/5)	(20)	1,0	5	5	—55	+85	IV.7, *в*
КД914Б	50	20	(1,0/5)	(20)	1,0	5	5	—55	+85	
КД914В	50	20	(1,0/5)	(20)	1,0	5	5	—55	+85	

КД917А	1500	200	(1,2/200)	60	5	10	6	—60	+85	IV.7, *а*
КД919А	700	100	((0,85—1,35)/100)	40	1,0	100	6	—60	+85	IV.8, *а*
КД920А	700	100	((0,9—1,5)/100)	40	1,0	100	6	—60	+85	IV.8, *а*
КДС523А	200	20	(1,0/20)	70	5,0	4	2	—60	+100	IV.6, *г*
КДС523Б	200	20	(1,0/20)	70	5,0	4	2	—60	+100	
КДС523В	200	20	(1,0/20)	70	5,0	4	2	—60	+100	IV.8, *б*
КДС523Г	200	20	(1,0/20)	70	5,0	4	2	—60	+100	
КДС525А	100	20	(0,9/5)	20	1,0	5	8	—40	+85	IV.9
КДС525Б	100	20	(0,9/5)	20	1,0	5	8	—40	+85	
КДС525В	100	20	(0,9/5)	20	1,0	5	8	—40	+85	
КДС525Г	100	20	(0,9/5)	20	1,0	5	8	—40	+85	
КДС525Д	100	20	(0,9/5)	20	1,0	5	8	—40	+85	
КДС525Ж	100	20	(0,9/5)	40	1,0	5	8	—40	+85	
КДС525И	100	20	(0,9/5)	40	1,0	5	8	—40	+85	
КДС525К	100	20	(0,9/5)	40	1,0	5	8	—40	+85	
КДС525Л	100	20	(0,9/5)	40	1,0	5	8	—40	+85	
КДС526А	50	20	(1,1/5)	15	1,0	5	5	—40	+85	IV.10
КДС526Б	50	20	(1,1/5)	15	1,0	5	5	—40	+85	
КДС526В	50	20	(1,1/5)	15	1,0	5	5	—40	+85	
КДС627А	1500	200	(1,3/200)	60	2,0	40	5	—60	+125	IV,11, *а*
КДС628А	1500	300	(1,3/300)	60	5,0	50	32	—60	+125	IV.11, *б*

* При длительности импульса 3 мкс,

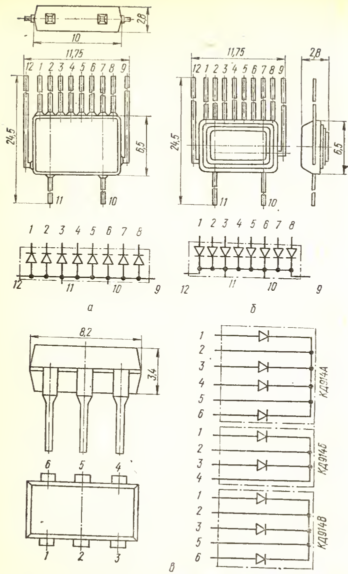
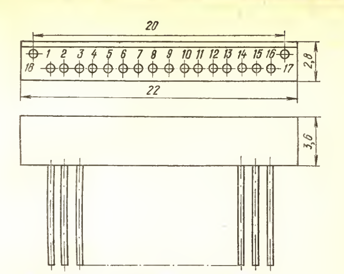


Рис. IV.7. Импульсные диодные сборки КД917 (*а*), КД908 (*б*), КД914 (*в*).

текающего через стабилитрон в режиме стабилизации. *Дифференциальное сопротивление стабилитрона* $r_{ст}$ — дифференциальное сопротивление при заданном значении тока стабилизации стабилитрона, определяемое как отношение приращения напряжения стабилизации к вы-



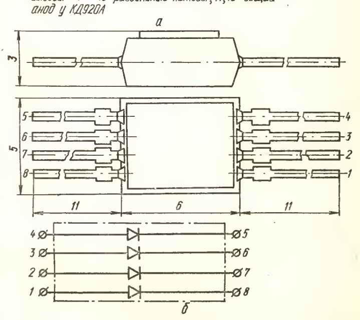


Рис. IV.8. Импульсные диодные сборки КД919, КД920 (*а*), КД523В, КД523Г (*б*).

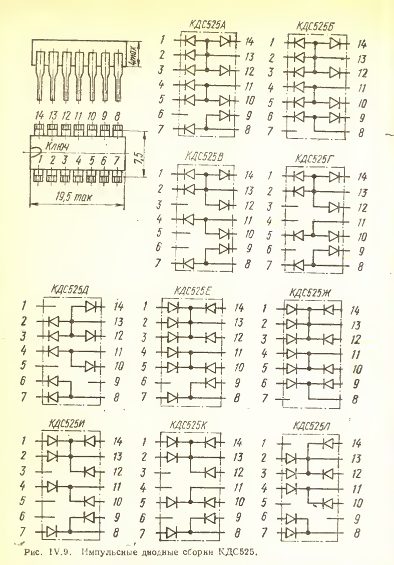


Рис. IV.9. Импульсные диодные сборки КДС525.

звавшему его малому приращению тока. *Температурный коэффициент напряжения стабилизации* $\alpha_{U_{\text{ст}}}$ — отношение относительного изменения напряжения стабилизации к абсолютному изменению температуры окружающей среды при постоянном значении тока стабилизации.

Предельно допустимые параметры. К ним относятся: максимально допустимый ток стабилизации $I_{\text{ст max}}$, минимально допустимый ток стабилизации $I_{\text{ст min}}$, максимально допусти-

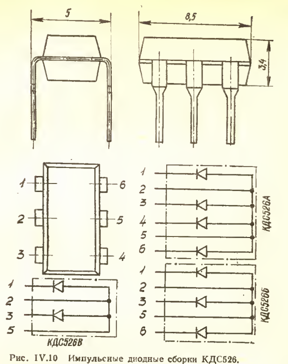


Рис. IV.10 Импульсные диодные сборки КДС526.

мый прямой ток $I_{пр\ max}$, максимальио допустимая рассеиваемая мощиость P_{max}.

Основные параметры стабилитроиов и стабисторов (рис. IV.15) приведеиы в табл. IV.9.

Варикап — полупроводниковый диод, действие которого осиовано иа использоваиии зависимости емкости от обратиого напряжеиия и который предназначен для примеиеиия в качестве элемента с электрически управляемой емкостью. С увеличением обратиого напряжения емкость p — n-перехода умеиьшается по закоиу

$$C_U = C_0\,[\varphi_k/(\varphi_k + U)]^{\frac{1}{n}},$$

где C_U — емкость диода при обратном напряжеиии U; C_0 — емкость диода при иулевом обратиом напряжеиии; $\varphi_к$ — контактиый потенциал (составляет десятые долн вольта); n — коэффнцнент, зависящнй от тнпа варнкапа ($n = 2...3$).

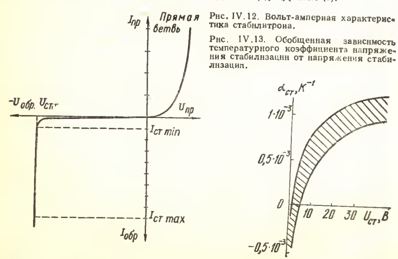
Варикап, предиазначеииый для умножения частоты сигиала, называют варактором. Варнкапы используют в устройствах автоподстройки частоты, генераторах, гетеродннах с электроиной перестройкой частоты.

Осиовные параметры. *Добротность варикапа* $Q_в$ — отношение реактнвного сопротивления варнкапа на заданной частоте

Рис. IV.11. Импульсные диодные сборки КДС627А (*а*), КДС628А (*б*).

Рис. IV.12. Вольт-амперная характеристика стабилитрона.

Рис. IV.13. Обобщенная зависимость температурного коэффициента напряжения стабилизации от напряжения стабилизации.



к сопротивлению потерь при заданном значеиии емкости или обратного иапряжения. *Коэффициент перекрытия по емкости варикапа* $K_с$ — отношение общнх емкостей варикапа при двух заданных значениях обратиого напряжения.

Общая емкость варикапа $C_в$ — емкость, измеренная между выводами варикапа при заданном обратном иапряжении. *Постоянный обратный ток варикапа* $I_{обр}$ — постоянный ток, протекающий через диод в обратном направлении при заданном обратном напряженни. К предельно допустимым параметрам относятся: максимально допустимое обратное напряжение $U_{обр\ max}$, максимально допустимая рассеиваемая мощность P_{max}.

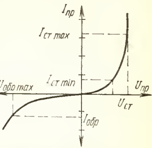
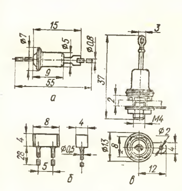


Рис. IV.14. Вольт-амперная характеристика стабистора.

Основные параметры варикапов (рис. IV.16) приведены в табл. IV.10.

Туннельный диод — это полупроводниковый диод на основе вырожденного полупроводника, в котором туннельный эффект приводит к появлению на вольт-амперной характеристнке при прямом иапряжении участка отрнцательной дифференциальной проводимости. Вольт-амперная характеристика (рнс. IV.17) содержит участок с отрицательным дифференциальным сопротнвлепием (отиошеине приращения напряжеиия к приращению тока). Это позволяет использовать диод в уси-



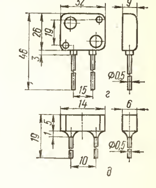


Рис. IV.15. Стабилитроны и стабисторы.

лителях и генераторах электрических колебаний, а также в разнообразных импульсных устройствах. Качество диода определяют протяженность и крутизна падающего участка *АБ*. Частотные свойства диода, работающего на малых уровнях снгнала, иа участке с отрицательным сопротивлением определяются параметрами элементов эквивалентной схемы (рис. IV.18). Активиая составляющая полиого сопротивлеиия имеет отрицательный знак до частоты

$$f_R = \sqrt{r_д/r_п - 1}/2\pi r_д C_д.$$

Таблица IV.9. Основные параметры стабилитронов и стабисторов

Тип	Напряжение стабилизации, В	Разброс напряжения стабилизации, ±% (±В)	Предельно допустимый ток стабилизации, мА		Максимально допустимый прямой ток, мА	Дифференциальное сопротивление, Ом	Температурный коэффициент напряжения стабилизации, %/°C	Максимально допустимая рассеиваемая мощность, Вт	Температура окружающей среды, °C		Конструкция (номер рисунка)
			минимальный	максимальный					от	до	
Стабилитроны											
Д808	7...8,5	—	3	33	50	6	+0,07	0,28	−55	+100	IV.15, *а*
Д809	8...9,5	—	3	29	50	10	+0,08	0,28	−55	+100	
Д810	9...10,5	—	3	26	50	12	+0,09	0,28	−55	+100	
Д811	10...12	—	3	23	50	15	+0,095	0,28	−55	+100	
Д818	11,5...14	—	3	20	50	18	+0,095	0,28	−55	+100	
Д814А	7...8,5	—	3	40	50	6	+0,07	0,34	−60	+100	IV.15, *а*
Д814Б	8...9,5	—	3	36	50	10	+0,08	0,34	−60	+100	
Д814В	9...10,5	—	3	32	50	12	+0,09	0,34	−60	+100	
Д814Г	10...12	—	3	29	50	15	+0,095	0,34	−60	+100	
Д814Д	11,5...14	—	3	24	50	18	+0,095	0,34	−60	+100	
Д815А	5,6	15	50	1400	1000	0,9	0,045	8	−60	+100	IV.15, *в*
Д815Б	6,8	15	50	1150	1000	1,2	0,050	8	−60	+100	
Д815В	8,2	15	50	950	1000	1,5	0,07	8	−60	+100	
Д815Г	10	15	25	800	1000	2,7	0,08	8	−60	+100	
Д815Д	12	15	25	650	1000	3,0	0,09	8	−60	+100	
Д815Е	15	15	25	550	1000	3,8	0,1	8	−60	+100	
Д815Ж	18	15	25	450	1000	4,5	0,11	8	−60	+100	
Д816А	22	15	10	230	1000	10	0,12	5	−60	+100	
Д816Б	27	15	10	180	1000	12	0,12	5	−60	+100	IV.15, *в*
Д816В	33	15	10	150	1000	15	0,12	5	−60	+100	
Д816Г	39	15	10	130	1000	18	0,12	5	−60	+100	
Д816Д	47	15	10	110	1000	22	0,12	5	−60	+100	
Д817А	56	15	5	90	1000	47	0,14	5	−60	+100	
Д817Б	68	15	5	75	1000	56	0,14	5	−60	+100	

Д817В	82	15	5	60	1000	68	0,14	5	—60	+100	
Д817Г	100	15	5	50	1000	82	0,14	5	—60	+100	
Д818А	9	+15	3	33	—	18	+0,02	0,3	—60	+100	IV.15, *а*
Д818Б	9	—15	3	33	—	18	—0,02	0,3	—60	+100	
Д818В	9	10	3	33	—	18	±0,01	0,3	—60	+100	
Д818Г	9	5,	3	33	—	18	±0,005	0,3	—60	+100	
Д818Д	9	5	3	33	—	18	±0,002	0,3	—60	+100	
Д818Е	9	5	3	33	—	18	±0,001	0,3	—60	+100	
КС133А	3,3	10	3	81	50	65	—0,11	0,3	—60	+100	IV.15, *а*
КС133Г	3,3	(0,35)	1	37,5	50	150	—	0,125	—60	+125	
КС139А	3,9	10	3	70	50	60	—0,10	0,3	—60	+100	
КС139Г	3,9	(0,4)	1	32	50	150	—	0,125	—60	+125	
КС147А	4,7	10	3	58	50	56	—0,09	0,3	—60	+100	IV.15, *а*
КС147Г	4,7	(0,5)	1	26,5	50	150	—	0,125	—60	+125	
КС156А	5,6	10	3	55	50	46	±0,05	0,3	—60	+100	IV.15, *а*
КС156Г	5,6	(0,6)	1	22,4	50	100	—	0,125	—60	+125	
КС162А	6,2	(0,4)	3	22	—	35	—0,06	0,15	—55	+100	IV.15, *б*
КС168А	6,8	(0,5)	3	45	50	28	±0,06	0,3	—60	+100	IV.15, *а*
КС168В	6,8	(0,35)	3	20	—	28	±0,05	0,15	—55	+100	IV.15, *б*
КС170А	7,0	(0,35)	3	20	—	20	±0,01	0,15	—55	+100	IV.15, *б*
КС175А	7,5	(0,5)	3	18	—	16	±0,04	0,45	—55	+100	IV.15, *б*
КС175Е	7,5	5	3	20	20	30	0,10	0,15	—60	+125	IV.5, *в*
КС175Ж	7,5	(0,4)	0,5	17	50	40	+0,07	0,125	—60	+125	IV.5, *а*

Тип	Напряжение стабилизации, В	Разброс напряжения стабилизации, ±% (±В)	Предельно допустимый ток стабилизации, мА		Максимально допустимый прямой ток, мА	Дифференциальное сопротивление, Ом	Температурный коэффициент напряжения стабилизации, %/°С	Максимально допустимая рассеиваемая мощность, Вт	Температура окружающей среды, °С		Конструкция (номер рисунка)
			минимальный	максимальный					от	до	
КС182А	8,2	(0,6)	3	17	—	14	±0,05	0,15	—55	+100	IV.15, *б*
КС182Е	8,2	(0,8)	3	18	20	30	±0,1	0,15	—60	+125	IV.5, *в*
КС182Ж	8,2	(0,8)	0,5	15	50	40	+0,08	0,125	—60	+125	IV.5, *а*
КС191А	9,1	(0,6)	3	15	—	18	+0,06	0,15	—55	+100	IV.15, *б*
КС191М	9,1	5	5	15	—	18	±0,005	0,15	—60	+100	IV.15, *а*
КС191Н	9,1	5	5	15	—	18	±0,002	0,15	—60	+100	
КС191П	9,1	5	5	15	—	18	±0,001	0,15	—60	+100	
КС191Р	9,1	5	5	15	—	18	±0,0005	0,15	—60	+100	
КС191С	9,1	5	3	20	—	18	±0,005	0,2	—60	+100	
КС191Т	9,1	5	3	20	—	18	±0,025	0,2	—60	+100	
КС191У	9,1	5	3	20	—	18	±0,001	0,2	—60	+100	
КС191Ф	9,1	5	3	20	—	18	±0,0005	0,2	—60	+100	
КС196А	9,6	5	3	20	—	18	±0,005	0,2	—60	+100	IV.15, *а*
КС196Б	9,6	5	3	20	—	18	±0,0025	0,2	—60	+100	
КС196В	9,6	5	3	20	—	18	±0,001	0,2	—60	+100	
КС196Г	9,6	5	3	20	—	18	±0,0005	0,2	—60	+100	
КС210Б	10	(0,7)	3	14	—	22	+0,07	0,15	—55	+100	IV.15, *б*
КС210Е	10	(1,0)	3	15	20	30	±0,1	0,15	—60	+125	IV.5, *в*
КС210Ж	10	(1,0)	0,5	13	50	40	+0,09	0,125	—60	+125	IV.5, *а*
КС211Б	11	+15	5	33	—	15	+0,02	0,28	—60	+120	IV.15, *г*
КС211В	11	—15	5	33	—	15	—0,02	0,28	—60	+120	
КС211Г	11	10	5	33	—	15	±0,01	0,28	—60	+120	
КС211Д	11	10	5	33	—	15	±0,005	0,28	—60	+120	
КС211Е	11	(1,2)	3	14	20	30	±0,1	0,15	—60	+125	IV.5, *в*
КС211Ж	11	(0,6)	0,5	12	50	40	+0,092	0,125	—60	+125	IV.5, *г*

КС212В	12	5	0,5	12	—	24	+0,075	0,15	−60	+125	IV.15, б
КС212Е	12	(0,7)	0,5	13	20	30	0,1	0,15	−60	+125	IV.5, в
КС212Ж	12	(1,2)	0,5	11	50	40	+0,095	0,125	−60	+125	IV.5, а
КС213Б	13	(0,9)	0,5	10	—	25	+0,08	0,15	−55	+100	IV.15, б
КС213Е	13	5	0,5	12	20	30	0,1	0,15	−60	+125	IV.5, в
КС213Ж	13	(0,7)	0,5	10	50	40	+0,095	0,125	−60	+125	IV.5, а
КС215Ж	15	(1,5)	0,5	8,3	50	70	0,1	0,125	−60	+125	IV.5, а
КС216Ж	16	(0,9)	0,5	7,8	50	70	0,1	0,125	−60	+125	
КС218Ж	18	(1,8)	0,5	6,9	50	70	0,1	0,125	−60	+125	
КС220Ж	20	(1,0)	0,5	6,2	50	70	0,1	0,125	−60	+125	
КС222Ж	22	(2,2)	0,5	5,7	50	70	0,1	0,125	−60	+125	
КС224Ж	24	(1,2)	0,5	5,2	50	70	0,1	0,125	−60	+125	
КС433А	3,3	10	3	191	—	25	−0,1	1,0	−60	+100	IV.15, а
КС439А	3,9	10	3	176	—	25	−0,1	1,0	−60	+100	
КС447А	4,7	10	3	159	—	18	−0,08	1,0	−60	+100	
КС456А	5,6	10	3	139	—	12	+0,05	1,0	−60	+100	
КС468А	6,8	10	3	119	—	5	+0,065	1,0	−60	+100	
КС482А	8,2	10	1	96	50	25	0,08	1,0	−60	+100	IV.15, а
КС510А	10	10	1	79	50	25	0,1	1,0	−60	+100	
КС512А	12	10	1	67	50	25	0,1	1,0	−60	+100	
КС515А	15	10	1	53	50	25	0,1	1,0	−60	+100	
КС518А	18	10	1	45	50	25	0,1	1,0	−60	+100	
КС520В	20	10	3	22	—	120	+0,01	0,6	−55	+100	IV.15, д

Тип	Напряжение стабилизации, В	Разброс напряжения стабилизации ± % (±В)	Предельно допустимый ток стабилизации, мА		Максимально допустимый прямой ток, мА	Дифференциальное сопротивление, Ом	Температурный коэффициент напряжения стабилизации, %/°С	Максимально допустимая рассеиваемая мощность, Вт	Температура окружающей среды, °С		Конструкция (номер рисунка)
			минимальный	максимальный					от	до	
КС522А	22	10	1	37	50	25	0,1	1,0	−60	+100	IV.15, *а*
КС527А	27	10	1	30	50	40	0,1	1,0	−60	+100	
КС531В	31	5	3	15	—	50	±0,005	0,5	−55	+100	IV.15, *д*
КС533А	33	10	3	17	—	40	0,1	0,64	−40	+85	IV.15, *б*
КС547В	47	5	3	10	—	280	±0,01	0,5	−55	+100	IV.15, *д*
КС551А	51	(3)	1	14,6	50	200	±0,12	1,0	−60	+125	IV.5, *а*
КС568В	68	5	3	10	—	400	±0,01	0,72	−55	+100	IV.15. *а*
КС591А	91	5	1	8,8	50	400	±0,12	1,0	−60	+125	IV.15, *д*
КС596В	96	5	3	7	—	560	±0,01	0,72	−55	+100	IV.15, *д*
КС600А	100	(5)	1	8,1	50	450	±0,12	1,0	−60	+125	IV.15, *а*
КС620А	120	15	5	42	1000	150	+0,2	5	−60	+100	IV.15, *в*
КС630А	130	15	5	38	1000	180	+0,2	5	−60	+100	
КС650А	150	15	2,5	33	1000	270	+0,2	5	−60	+100	
КС680А	180	15	2,5	28	1000	330	+0,2	5	−60	+100	
Стабисторы											
Д219С	1,0	—	—	—	50	—	—	—	−60	+125	IV.5, *в*
Д220С	1,5	—	—	—	50	—	—	—	−60	+125	
Д223С	1,0	—	—	—	50	—	—	—	−60	+125	
КС107А	0,7	10	1	100	500	7	−0,3	—	−60	+125	IV.15, *а*
КС113А	1,3	10	1	100	200	12	−0,3	—	−60	+125	
КС119А	1,9	10	1	100	200	15	−0,4	—	−60	+125	

Примечание. Стабилитроны типов Д815...Д817, КС620...КС680 с буквой П в конце обозначения (например, Д817АП) имеют обратную полярность выводов (минус на корпусе при прямом включении).

Таблица IV.10. Основные параметры варикапов

Тип	Емкость, пФ (при напряжении, В)	Максимально допустимое постоянное обратное напряжение, В	Коэффициент перекрытия по емкости	Добротность на частоте 50 МГц, не менее	Максимальный обратный ток, мкА, при $U_{обр\ max}$	Максимально допустимая рассеиваемая мощность, Вт	Температура окружающей среды, °С		Конструкция (номер рисунка)
							от	до	
Д901А	22...32 (4)	80	4	25	1	0,25	−55	+85	IV.16, *а*
Д901Б	22...32 (4)	45	3	30	1	0,25	−55	+85	
Д901В	28...38 (4)	80	4	25	1	0,25	−55	+85	
Д901Г	28...38 (4)	45	3	30	1	0,25	−55	+85	
Д901Д	34...44 (4)	80	4	25	1	0,25	−55	+85	
Д901Е	34...44 (4)	45	3	30	1	0,25	−55	+85	
Д902	6...12 (4)	25	2,5	30	10	—	−40	+100	IV.16, *б*
КВ101А	160...240 (0,8)	4	1,1...1,2	12*	1	—	−10	+55	IV.16, *и*
КВ102А	14...23 (4)	45	2,5	40	1	0,09	−40	+85	IV.16, *г*
КВ102Б	19...30 (4)	45	2,5	40	1	0,09	−40	+85	
КВ102В	25...40 (4)	45	2,5	40	1	0,09	−40	+85	
КВ102Г	19...30 (4)	45	2,5	100	1	0,09	−40	+85	
КВ102Д	19...30 (4)	80	3,5	40	1	0,09	−40	+85	
КВ103А	18...32 (4)	80	3,5	50	10	5,0	−40	+85	IV.16, *е*
КВ103Б	28...48 (4)	80	3,5	40	10	5,0	−40	+85	
КВ104А	90...120 (4)	45	3	100*	5	0,1	−40	+85	IV.16, *в*
КВ104Б	106...144 (4)	45	3	100*	5	0,1	−40	+85	
КВ104В	128...192 (4)	45	3	100*	5	0,1	−40	+85	
КВ104Г	95...143 (4)	80	3	100*	5	0,1	−40	+85	
КВ104Д	128...192 (4)	80	3	100*	5	0,1	−40	+85	
КВ104Е	95...146 (4)	45	3	150*	5	0,1	−40	+85	
КВ105А	400...600 (4)	90	4	500*2	20	0,15	−60	+100	IV.16, *д*
КВ105Б	400...600 (4)	50	3	500*2	20	0,15	−60	+100	
КВ106А	20...50 (4)	120	—	40	20	7,0	−60	+100	IV.16, *е*
КВ106Б	15...35 (4)	90	—	60	20	5,0	−60	+100	
КВ107А	10...40 (4...9)	5,5...16	1,5	20	100	0,1	−40	+70	IV.16, *ж*
КВ107Б	10...40 (6...18)	13...31	1,5	20	100	0,1	−40	+70	
КВ107В	30...65 (2...9)	5,5...16	1,5	20	100	0,1	−40	+70	
КВ107Г	30...65 (6...18)	13...31	1,5	20	100	0,1	−40	+70	
КВ109А	2,3...2,8 (25)	25	4...5,5	300	0,5	0,005	−40	+85	IV.5, *г*
КВ109Б	2...2,3 (25)	25	4,5...6,5	300	0,5	0,005	−40	+85	
КВ109В	8...16 (3)	25	4...6	160	0,5	0,005	−40	+85	
КВ109Г	8...17 (3)	25	4	160	0,5	0,005	−40	+85	

Тип	Емкость, пФ (при напряжении, В)	Максимально допустимое постоянное обратное напряжение, В	Коэффициент перекрытия по емкости	Добротность на частоте 50 МГц, не более	Максимальный обратный ток, мкА, при $U_{обр\ max}$	Максимально допустимая рассеиваемая мощность, Вт	Температура окружающей среды, °С, от	до	Конструкция (номер рисунка)
КВ110А	12...18 (4)	45	2,5	300	1	0,1	−60	+125	IV.5, *а*
КВ110Б	14,4...21,6 (4)	45	2,5	300	1	0,1	−60	+125	
КВ110В	17,6...26,4 (4)	45	2,5	300	1	0,1	−60	+125	
КВ110Г	12...18 (4)	45	2,5	150	1	0,1	−60	+125	
КВ110Д	14,4...21,6 (3)	45	2,5	150	1	0,1	−60	+125	
КВ110Е	17,6...26,4 (4)	45	2,5	150	1	0,1	−30	+125	
КВС111А	29,7...36,3 (4)	30	2,1	200	1	—	−60	+100	IV.16, *к*
КВС111Б	29,7...36,3 (4)	30	2,1	150	1	—	−60	+100	
КВ113А	54,4...81,6 (4)	150	4,4	300	10	0,1	−60	+125	IV.16, *л*
КВ113Б	54,4...81,6 (4)	115	3,5	300	10	0,1	−60	+125	
КВ115А	100...700 (0)	100	—	—	0,1	—	−40	+85	IV.15, *а*
КВ115Б	100...700 (0)	100	—	—	0,05	—	−40	+85	
КВ115В	100...700 (0)	100	—	—	0,01	—	−40	+85	
КВ117А	26,4...39,6 (3)	25	5...7	180	1,0	0,1	−60	+100	IV.5, *а*
КВ117Б	26,4...39,6 (3)	25	4...7	150	1,0	0,1	−60	+100	
КВ119А	168...252 (1)	12	—	100*[2]	1,0	—	−60	+100	IV.16, *а*
КВС120А	230...320 (1)	32	2	100*[2]	0,5	—	−45	+85	IV.16, *м*
КВС120Б	230...320 (1)	32	2	100*[2]	0,5	—	−45	+85	
КБ121А	4,3...6,0 (25)	30	7,6	200	0,5	—	−60	+100	IV.5, *г*
КВ121Б	4,3...6,0 (25)	30	7,6	150	0,5	—	−60	+100	
КВ122А	2,3...2,8 (25)	30	4,0...5,5	450	0,2	—	−60	+100	IV.5, *г*
КВ122Б	2,0...2,3 (25)	30	4,5...6,5	450	0,2	—	−60	+100	
КВ122В	1,9...3,1 (26)	30	4,0...6,0	300	0,2	—	−60	+100	
КВ123А	2,6...3,8 (25)	28	6,8	250	0,05	—	−60	+100	IV.16, *н*

* На частоте 10 МГц.
*[2] На частоте 1 МГц.

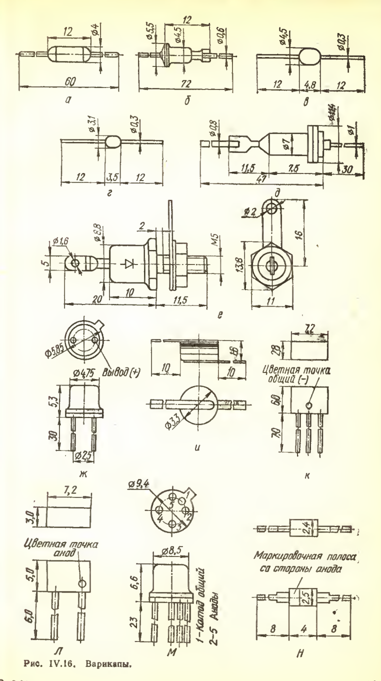


Рис. IV.16. Варикапы.

Усиление и генерирование колебаний возможно на частотах, не превышающих f_R.

Основные параметры. *Пиковый ток* $I_п$ — значение прямого тока в точке максимума вольт-амперной характеристики туннельного диода, при котором значение дифференциальной проводимости равно нулю. *Ток впадины* $I_в$ — значение прямого тока в точке минимума вольт-амперной характеристики туннельного диода, при котором значение дифференциальной активной проводимости равно нулю. *Отношение токов туннельного диода* $I_п/I_а$ — отношение пикового тока к току впадины. *Напряжение пика* $U_п$ — значение прямого напряжения, соответствующее пиковому току туннельного диода. *Напряжение впадины* $U_в$ — значение прямого напряжения, соответ

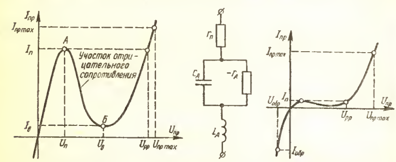


Рис. IV.17. Вольт амперная характеристика туннельного диода.

Рис. IV.18. Эквивалентная схема туннельного диода.

Рис. IV.19. Вольт-амперная характеристика обращенного диода.

ствующее току впадины туннельного диода. Напряжение раствора $U_{рр}$ — значение прямого напряжения на второй восходящей ветви вольт-амперной характеристики туннельного диода, при котором ток равен пиковому. Отрицательная проводимость $g_{пер}$ — дифференциальная проводимость перехода на падающем участке прямой ветви вольт-амперной характеристики туннельного диода. Шумовая постоянная $N_ш$ — величина, определяемая соотношением $N_ш = 20\lg I_р/g_{пер}$, где $I_р$ — ток в рабочей точке, а $g_{пер}$ — отрицательная проводимость туннельного диода. Предельная резистивная частота f_R — значение частоты, на которой активная составляющая полного сопротивления туннельного диода на его выводах обращается в нуль. Резонансная частота f_0 — значения частоты, на которой общее реактивное сопротивление p — n-перехода и индуктивности корпуса туннельного диода обращается в нуль.

Предельно допустимые параметры: максимально допустимый прямой ток туннельного диода $I_{пр\ max}$, максимально допустимый постоянный обратный ток $I_{обр\ max}$, максимально допустимое постоянное прямое напряжение $U_{пр\ max}$.

Обращенным называют полупроводниковый диод на основе полупроводника с критической концентрацией примеси, в котором проводимость при обратном напряжении вследствие туннельного эффекта значительно больше, чем при прямом напряжении, а пиковый ток

и ток впадины приблизительно равны. Прямая ветвь вольт-амперной характеристики обращенного диода (рис. IV.19) аналогична прямой ветви вольт-амперной характеристики выпрямительного диода. Обратная ветвь вольт-амперной характеристики аналогична обратной ветви вольт-амперной характеристики туннельного диода. Обратные токи в обращенных диодах большие при ничтожно малых обратных напря-

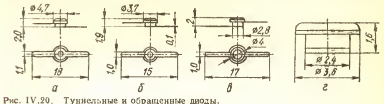


Рис. IV.20. Туннельные и обращенные диоды.

жениях (десятки милливольт) и значительно превосходят прямые токи в этой области напряжений. Таким образом, обращенные диоды обладают выпрямляющим эффектом, но проводящее направление у них соответствует обратному включению, а запирающее — прямому. Туннельные диоды способны работать при очень малых сигналах. Основные параметры обращенных (рис. IV.20) диодов те же, что и туннельных (кроме U_{pp}) (табл. IV.11 и IV.12). Дополнительно задаются параметры обратной ветви вольт-амперной характеристики (напряжение при заданном обратном токе).

Полупроводниковый светодиод — это излучающий полупроводниковый прибор с одним или несколькими электрическими переходами, предназначенный для непосредственного преобразования электрической энергии в энергию некогерентного светового излучения. Конструкцией светодиода предусмотрена возможность вывода светового излучения из области перехода сквозь прозрачное стекло в корпусе. В зависимости от выбранного материала и ширины запрещенной зоны полупроводника излучение может лежать в инфракрасной, видимой или ультрафиолетовой области спектра. Свойства и эффективность работы светодиода оцениваются совокупностью электрических, световых и эксплуатационных характеристик. Основными из них являются мощность и яркость излучения, эффективность преобразования электрической энергии в световую, вольт-амперные, спектральные, динамические характеристики, пространственное распределение излучения. Характеристики светодиода имеют значительный разброс и существенно зависят от температуры. На рис. IV.21 показаны прямые ветви вольт-амперной характеристики светодиода при различной температуре окружающей среды и разброс характеристик от экземпляра к экземпляру при нормальной температуре.

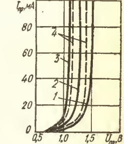


Рис. IV.21. Прямые ветви вольт-амперной характеристики светодиода типа АЛ106:

1 — при пониженной; *2* — при нормальной; *3* — при повышенной температурах; *4* — границы поля допусков при нормальной температуре.

Светодиоды используются как световые индикаторы, источники излучения в оптоэлектронных парах, при работе с кино- и фототехникой, в устройствах автоматики. Основные параметры светодиодов (рис. IV.22) приведены в табл. IV.13.

Таблица IV.11. Основные параметры туннельных диодов

Тип диода	Пиковый ток, мА	Отношение токов	Напряжение пика, В, не более	Напряжение раствора, В	Максимально допустимое прямое постоянное напряжение, В	Максимально допустимый постоянный ток, мА		Общая емкость диода, пФ	Температура окружающей среды, °С		Конструкция (номер рисунка)
						прямой	обратный		от	до	
АИ101А	0,75...1,25	5	0,16	—	0,35	—	—	4	−60	+85	IV.20, *в*
АИ101Б	0,75...1,25	5	0,16	—	0,35	—	—	2...8	−60	+85	
АИ101В	1,7...2,3	6	0,16	—	0,35	—	—	5	−60	+85	
АИ101Д	1,7...2,3	6	0,16	—	0,35	—	—	2,5...10	−60	+85	
АИ101Е	4,5...5,5	6	0,18	—	0,35	—	—	8	−60	+85	
АИ101И	4,5...5,5	6	0,18	—	0,35	—	—	4,5...13	−60	+85	
ГИ103А	1,3...1,7	4	0,09	—	0,4	1,5	1,5	1...2,1	−60	+70	IV.20, *г*
ГИ103Б	1,3...1,7	4	0,09	—	0,4	1,5	1,5	0,8...1,6	−60	+70	
ГИ103В	1,3...1,7	4	0,09	—	0,4	1,5	1,5	0,7...1,3	−60	+70	
ГИ103Г	1,3...2,1	4	0,09	—	0,4	1,5	1,5	1...3,2	−60	+70	
АИ201А	9...11	10	0,18	—	0,4	—	—	8	−60	+70	IV.20, *в*
АИ201В	9...11	10	0,18	—	0,4	—	—	8	−60	+70	
АИ201Г	18...22	10	0,2	—	0,45	—	—	10	−60	+85	
АИ201Е	18...22	10	0,2	—	0,45	—	—	6...20	−60	+70	
АИ201Ж	45...55	10	0,26	—	0,45	—	—	15	−60	+85	
АИ201И	45...55	10	0,26	—	0,45	—	—	10...30	−60	+85	
АИ201К	90...110	10	0,33	—	0,5	—	—	20	−60	+85	
АИ201Л	90...110	10	0,33	—	0,5	—	—	10...50	−60	+85	
АИ301А	1,6...2,4	8	0,18	0,65	—	1,2	—	12	−60	+70	IV.20, *в*
АИ301Б	4,5...5,5	8	0,18	0,85...1,15	—	1,2	—	25	−60	+70	
АИ301В	4,5...5,5	8	0,18	1,0...1,3	—	2,7	—	25	−60	+70	
АИ301Г	2,0...10,1	8	0,18	0,8	—	5,5	—	50	−60	+70	
ГИ304А	4,5...5,1	5	0,075	0,44	—	10	10	20	−40	+70	IV.20, *б*
ГИ304Б	4,9...5,5	5	0,075	0,44	—	10	10	20	−40	+70	
ГИ305А	9,1...10,1	5	0,085	0,4	—	20	20	30	−40	+70	IV.20, *б*
ГИ305Б	9,8...11,1	5	0,085	0,45	—	20	20	30	−10	+70	

Таблица IV.12. **Основные параметры обращенных диодов**

Тип диода	Пиковый ток, мА	Постоянное прямое напряжение, мВ	Постоянное обратное напряжение, мВ	Максимально допустимый постоянный прямой ток, мА	Максимально допустимый постоянный обратный ток, мА	Общая емкость диода, пФ	Температура окружающей среды, °С		Конструкция (номер рисунка)
							от	до	
ГИ401А	—	330	90	0,3	4	2,5	−55	+70	IV.20, *а*
ГИ401Б	—	330	90	0,5	5,6	5	−55	+70	
АИ402Б	0,1	600	250	0,05	1	4	−60	+85	IV.20, *в*
АИ402Г	0,1	600	250	0,05	2	8	−60	+85	
АИ402И	0,4	600	250	0,05	4	10	−60	+85	
ГИ403А	0,1	350	120	10*	—	8	−40	+60	IV.20, *б*

* Прямой импульсный ток.

Рекомендации по применению диодов. 1. Для повышения надежности работы приборов в аппаратуре необходимо снижать температуру переходов, а также рабочие напряжения и токи: они должны быть существенно ниже предельно допустимых. Рекомендуется устанавливать напряжения и токи на уровне 0,5—0,7 предельных. Не допускается даже кратковременное превышение предельно допустимого режима при эксплуатации.

2. Если необходимое значение тока или напряжения превышает предельно допустимое для данного прибора значение, рекомендуется их параллельное или последовательное соединение. При параллельном соединении необходимо выравнивать токи через диоды с помощью резисторов с небольшим сопротивлением (до 10 Ом в зависимости от типа диода), включаемых последовательно с каждым диодом. При последовательном включении диодов обратные напряжения на них выравниваются с помощью шунтирующих резисторов или конденсаторов. Рекомендуемые сопротивления и емкости шунтов указываются в ТУ на диоды. Между последовательно или параллельно включенными диодами должна быть хорошая тепловая связь (например, установка на одном радиаторе). В противном случае распределение нагрузки между диодами будет неустойчивым.

3. Необходимо придерживаться принципа максимально возможного снижения температуры переходов и корпусов приборов. Для охлаждения мощных диодов используют теплоотводящие радиаторы, а также конструктивные элементы узлов и блоков аппаратуры. Крепление диодов к радиатору должно обеспечивать надежный тепловой контакт. Если корпус должен быть изолирован, то для уменьшения общего теплового сопротивления лучше изолировать радиатор от корпуса аппаратуры, чем диод от радиатора.

4. В процессе подготовки и проведения монтажа диодов в аппаратуру механические и климатические воздействия на них не должны

превышать значений, указанных в ТУ. Расстояние от корпуса до начала изгиба вывода должно быть не менее 5 мм. Расстояние от корпуса или изолятора до места лужения или пайки вывода должно быть не менее 3 мм. Для отвода тепла участок вывода между корпусом и местом пайки зажимается пинцетом с губками из красной меди.

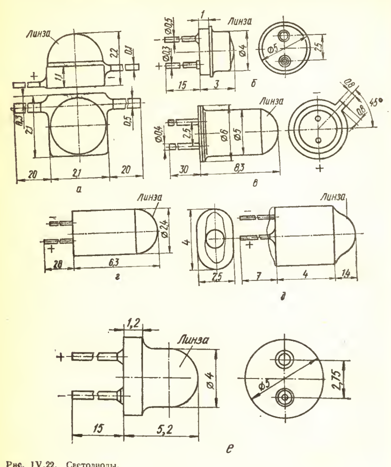


Рис. IV.22. Светодиоды.

Жало паяльника должно быть надежно заземлено. Время пайки должно быть минимальным (2—3 с), а температура плавления припоя не превышать 260 °С (например, припой ПОС-40).

5. Не рекомендуется располагать диоды ни в постоянных, ни в переменных сильных магнитных полях.

6. Устройства с диодами необходимо рассчитывать с учетом максимально возможных изменений параметров в диапазоне рабочих температур, а также в процессе эксплуатации и хранения.

Таблица IV.13. Основные параметры светодиодов

Тип диода	Яркость, кд/м², (Мощность, мВт)	Постоянное прямое напряжение, В, при $I_{пр\ max}$	Максимально допустимый постоянный прямой ток, мА	Максимально допустимое постоянное обратное напряжение, В	Цвет свечения	Температура окружающей среды, °С		Конструкция (номер рисунка)
						от	до	
КЛ101А	10	5,5	10	—	Желтый	—10	+70	IV.22, *а*
КЛ101Б	15	5,5	20	—	»	—10	+70	
КЛ101В	20	5,5	40	—	»	—10	+70	
АЛ102А	40*	2,8	10	2	Красный	—60	+70	IV.22, *б*
АЛ102Б	100*	2,8	20	2	»	—60	+70	
АЛ102Г	200*	2,8	10	2	»	—60	+70	
АЛ106А	(0,2)	1,7	100	—	Инфракрасный	—60	+85	IV.22, *в*
АЛ106Б	(0,4)	1,7	100	—	»	—60	+85	
АЛ106В	(0,6)	1,7	100	—	»	—60	+85	
АЛ107А	(60)	2,0	100	—	»	—60	+85	IV.22, *г*
АЛ107Б	(10)	2,0	100	—	»	—60	+85	
АЛ108А	(1,5)	1,35	100	2	»	—60	+85	IV.22, *д*
АЛ115А	(10)	2,0	10	4	»	—40	+85	IV.22, *г*
АЛ307А	1500*	2,0	20	2	Красный	—60	+70	IV.22, *е*
АЛ307Б	9000*	2,0	20	2	»	—60	+70	
АЛ307В	4000*	2,8	22	2	Зеленый	—60	+70	
АЛ307Г	15000*	2,8	22	2	»	—60	+70	

* Сила света в микроканделах.

2. Тиристоры

Тиристор — это полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, имеющий три или более перехода, который может переключаться из закрытого состояния в открытое и наоборот. Структура тиристора состоит из четырех слоев кристалла полупроводника с чередующимся типом электропроводности (рис. IV.23). Крайние области структуры — соответственно *р*- и *n*-эмиттеры, а области, примыкающие к среднему переходу,— *р*- и *n*-базы. Внешнее напряжение на такой прибор подается минусом на крайнюю область с электропроводностью *n*-типа (на катодный электрод) и плюсом на крайнюю область с электропроводностью *р*-типа (на анодный электрод). В этом случае крайние *р — n*-переходы *П1*, *П3* включены в прямом направлении, поэтому их называют эмиттерными, средний *р — n*-переход *П2* включен в обратном направлении, поэтому его называют коллекторным. Структуру тиристора можно представить в виде схемы замещения (рис. IV.24), состоящей из транзисторов *V1* и *V2* соответственно *р — n — р*- и *n — р — n*-типа. В этой схеме для учета нелинейной зависимости коэффициентов усиления α_1 и α_2 от тока эмиттерные

переходы транзисторов шунтируются резисторами $R1$ и $R2$. База и коллектор транзистора $V1$ соединены соответственно с коллектором и базой транзистора $V2$, образуя цепь внутренней положительной обратной связи. Если к аноду тиристора подключить положительный полюс источника питания, а к катоду — отрицательный, то $П1$ и $П3$ сместятся в прямом, а $П2$ — в обратном направлении (см. рис. IV.23).

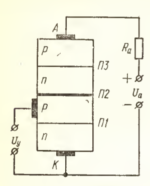


Рис. IV.23. Четырехслойная структура тиристора.

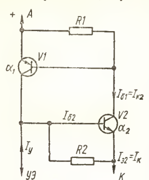


Рис IV.24. Двухтранзисторная схема замещения тиристора.

Таким образом, напряжение источника питания окажется приложенным к переходу $П2$ и ток во внешней цепи будет определяться выражением $I = I_{ко} / [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)]$, где $I_{ко}$ — обратный ток перехода $П2$. Из этого выражения следует, что ток I зависит от α_1 и α_2 и резко возрастает, когда их сумма приближается к единице. Коэффициенты α_1 и α_2 зависят от тока эмиттера, напряжения на коллекторном переходе, а также от других факторов. Тиристор, имеющий выводы только от крайних слоев, называется диодным тиристором или динистором; при дополнительном выводе от одного из средних слоев он называется триодным тиристором или тринистором.

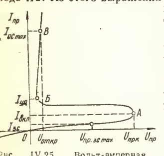


Рис. IV.25. Вольт-амперная характеристика диодного тиристора

Вольт-амперная характеристика диодного тиристора представлена на рис. IV.25. Участок OA соответствует выключенному (закрытому) состоянию тиристора. На этом участке через тиристор протекает ток утечки $I_{зс}$ и его сопротивление очень велико (порядка нескольких мегаом). При повышении напряжения до определенного $U_{прк}$ (точка A характеристики) ток через тиристор резко возрастает. Дифференциальное сопротивление тиристора в точке A равно нулю. На участке $АБ$ дифференциальное сопротивление тиристора отрицательное. Этот участок соответствует неустойчивому состоянию тиристора. При включении последовательно с тиристором небольшого сопротивления нагрузки рабочая точка перемещается на участок $БВ$, соответствующий включенному состоянию тиристора. На этом участке диф-

ференциальное сопротивление тиристора положительное. Для поддержания тиристора в открытом состоянии через него должен протекать ток не менее $I_{уд}$. Снижая напряжение на тиристоре, можно уменьшить ток до значения меньшего, чем $I_{уд}$, и перевести тиристор в выключенное состояние.

Вольт-амперная характеристика триодного тиристора (рис. IV.26), снятая при нулевом токе управляющего электрода, подобна характеристике диодного тиристора. Рост тока управляющего электрода (от $I_у = 0$ до $I_{у3}$) приводит к смещению вольт-амперной характеристики в сторону меньшего напряжения включения (от $U_{прк}$ до $U_{прк3}$). При достаточно большом токе управляющего электрода, называемом

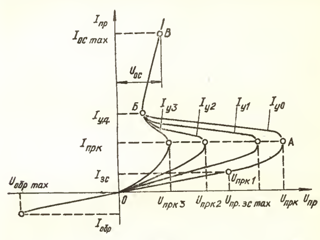


Рис. IV.26. Вольт-амперная характеристика триодного тиристора.

током спрямления, вольт-амперная характеристика триодного тиристора вырождается в характеристику обычного диода, теряя участок отрицательного сопротивления. Для выключения триодного тиристора необходимо, снижая напряжение на нем, уменьшать ток через тиристор до значения, меньшего, чем $I_{уд}$.

Запираемые триодные тиристоры в отличие от обычных триодных тиристоров способны переключаться из отпертого состояния в запертое при подаче сигнала отрицательной полярности на управляющий электрод. Структура запираемого тиристора аналогична структуре обычного триодного тиристора. Способность тиристора к запиранию по управляющему электроду характеризуется коэффициентом запирания

$$K_з = I_а/I_з = \alpha_2/(\alpha_1 + \alpha_2 - 1),$$

где $I_а$ анодный ток, при котором происходит запирание.

Симметричные тиристоры (семисторы) имеют пятислойную структуру и обладают отрицательным сопротивлением на прямой и обратной ветвях вольт-амперной характеристики. Обратная ветвь вольт-амперной характеристики симметричного тиристора расположена в третьем квадранте и аналогична прямой ветви. Отпирание семисто-

ров производится посредством сигналов управления, запирание — снятием разности потенциалов между силовыми электродами или изменением их полярности.

Обозначение типов тиристоров (ОСТ 11 336.919—81) состоит из пяти элементов (обозначения первого, четвертого и пятого элементов приведено в § 1 настоящей главы). *Второй элемент* обозначает подкласс прибора: для тиристоров диодных — Н; для тиристоров триодных — У. *Третий элемент* — назначение прибора (табл. IV.14). Для обозначения большинства приведенных в справочнике тиристоров использована иная система обозначений. В соответствии с ГОСТ 10862—72 приборам, разрабатываемым до 1979 г., присваивалось обозначение, при котором третий элемент, определяющий назначение прибора, выбирался согласно табл. IV.15. Например: тиристор триодный незапираемый, предназначенный для устройств широкого применения, кремниевый, средней мощности, номер разработки 15, группа Б — КУ215Б. Условное графическое обозначение тиристоров, установленное ГОСТ 2.730—73, приведено на рис. IV.27.

Основные параметры тиристоров, их определения и буквенные обозначения установлены ГОСТ 20332—84. *Напряжение переключения* $U_{прк}$ — основное напряжение тиристора в точке переключения. Ток включения тиристора $I_{вкл}$ — наименьший основной

Таблица IV.14. Третий элемент обозначения типа тиристоров

Подкласс тиристоров	Обозначение
Тиристоры диодные	
с максимально допустимым значением прямого тока не более 0,3 А	1
с максимально допустимым значением прямого тока более 0,3, но не более 10 А	2
Тиристоры триодные незапираемые	
с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии не более 0,3 А или максимально допустимым значением импульсного тока в открытом состоянии не более 15 А	1
с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии более 0,3, но не более 10 А, или с максимально допустимым значением импульсного тока в открытом состоянии более 15, но не более 100А	2
с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии более 10 А или с максимально допустимым значением импульсного тока в открытом состоянии более 100 А	7
Тиристоры триодные запираемые	
с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии не более 0,3 А или с максимально допустимым значением импульсного тока в открытом состоянии не более 15 А	3
с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии более 0,3, но не более 10 А, или с максимально допустимым значением импульсного тока в открытом состоянии более 15, но не более 100 А	4
с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии более 10 А, или с максимально допустимым значением импульсного тока в открытом состоянии более 100 А	8
Тиристоры триодные симметричные	
с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии не более 0,3 А или с максимально допустимым значением импульсного тока в открытом состоянии не более 15 А	5
с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии более 0,3, но не более 10 А, или с максимально допустимым значением импульсного тока в открытом состоянии более 15, но не более 100 А	6
с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии более 10 А, или с максимально допустимым значением импульсного тока в открытом состоянии более 100 А	9

ток тиристора, необходимый для поддержания тиристора в открытом состоянии непосредственно после окончания действия импульса тока управления и переключения тиристора из закрытого состояния в открытое. *Ток удержания тиристора* $I_{уд}$ — наименьший основной ток тиристора, необходимый для поддержания тиристора в открытом состоянии. *Напряжение в открытом состоянии тиристора* U_{oc} — основное напряжение тиристора в открытом состоянии, обусловленное током в открытом состоянии. *Постоянный ток в закрытом состоянии* $I_{з.с}$ — основной ток тиристора в закрытом состоянии. *Постоянный обратный ток тиристора* $I_{обр}$ — постоянный анодный ток тиристора в непроводящем состоянии.

Таблица VI.15. Третий элемент обозначения типа тиристоров разработки до 1979 г.

Подкласс тиристоров	Обозначение
Тиристоры диодные	
малой мощности (допустимый прямой ток не более 0,3 А)	1
средней мощности (допустимый прямой ток более 0,3, но не более 10 А)	2
Тиристоры триодные незапираемые	
малой мощности	1
средней мощности	2
Тиристоры триодные запираемые	
малой мощности	3
средней мощности	4
Тиристоры триодные симметричные незапираемые	
малой мощности	5
средней мощности	6

Незапирающее импульсное напряжение управления тиристора $U_{у.из.и}$ — наибольшее импульсное напряжение управления тиристора, не вызывающее включение тиристора.

Отпирающее напряжение тиристора $U_{от}$ — наименьшее значение напряжения в закрытом состоянии тиристора, которое обеспечивает переключение тиристора из закрытого состояния в открытое.

Импульсное отпирающее напряжение тиристора $U_{от.\,и}$ — наименьшее импульсное значение напряжения в закрытом состоянии тиристора, которое обеспечивает переключение тиристора из закрытого состояния в открытое.

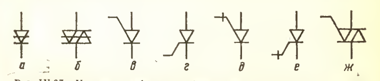


Рис. IV.27. Условное графическое обозначение тиристоров:
а — диодный тиристор; *б* — триодный симметричный тиристор; *в* — триодный незапираемый тиристор с управлением по аноду; *г* — триодный незапираемый тиристор с управлением по катоду; *д* — триодный запираемый тиристор с управлением по аноду; *е* — триодный запираемый тиристор с управлением по катоду; *ж* — триодный симметричный незапираемый тиристор.

Неотпирающий постоянный ток управления тиристора $I_{у.нот}$ — наибольший постоянный ток управления тиристора, не вызывающий включения тиристора. *Неотпирающий импульсный ток управления тиристора* $I_{у.нот.и}$ — наибольший импульсный ток управления тиристора, не вызывающий включения тиристора.

Запирающий постоянный ток управления тиристора $I_{у.з}$ — наименьший постоянный ток управления тиристора, необходимый для выключения тиристора. *Запирающий импульсный ток управления*

тиристора $I_{у.з.н}$ — иаимеиьший импульсиый ток управлеиия тиристора, иеобходимый для выключеиия тиристора.

Незапирающий постоянный ток управления тиристора $I_{у.нз}$ — иаибольший постояииый ток управлеиия тиристора, ие вызывающий включеиия тиристора.

Незапирающий импульсный ток управления тиристора $I_{у.нз.и}$ — иаибольший импульсиый ток управлеиия тиристора, ие вызывающий включеиия тиристора.

Отпирающий постоянный ток управления тиристора $I_{у.от.н}$ — иаимеиьший постояииый ток управлеиия, иеобходимый для включеиия тиристора. *Отпирающий импульсный ток управления тиристора* $I_{у.от.и}$ — иаимеиьший импульсиый ток управлеиия, иеобходимый для включеиия тиристора.

Отпирающее постоянное напряжение управления тиристора $U_{у.от.}$ — постояииое иапряжеиие управлеиия тиристора, соответствующее отпирающему постояииому току управлеиия тиристора. *Отпирающее импульсное напряжение управления тиристора* $U_{у.от.н}$ — импульсиое иапряжеиие управлеиия тиристора, соответствующее импульсиому отпирающему току управлеиия тиристора.

Неотпирающее постоянное напряжение управления тиристора $U_{у.нот}$ — иаибольшее постояииое иапряжение управлеиия тиристора, ие вызывающее включеиия тиристора. *Неотпирающее импульсное напряжение управления тиристора* $U_{у.нот.и}$ — иаибольшее импульсиое иапряжеиие управлеиия тиристора, ие вызывающее включеиия тиристора.

Запирающее постоянное напряжение управления тиристора $U_{у.з}$ — постояииое иапряжеиие управлеиия тиристора, соответствующее запирающему постояииому току управлеиия тиристора. *Запирающее импульсное напряжение управления тиристора* $U_{у.з.н}$ — импульсиое

Таблица IV.16. Основные параметры диодных тиристоров

Тип тиристора	Напряжение в открытом состоянии, В, при токе, мА	Минимальный ток в открытом состоянии, мА	Постоянный ток в закрытом состоянии, мкА, при $U_{з.с\,max}$	Обратный ток, мА, при $U_{обр\,max}$	Время включения, мкс, при максимально допустимом напряжении	Максимально допустимое прямое постояняое напряжение в закрытом состоянии, В	Импульсное отпирающее напряжение, В
КН102А	1,5/200	15	80	0,5	40	5	20
КН102Б	1,5/200	15	80	0,5	40	7	28
КН102В	1,5/200	15	80	0,5	40	10	40
КН102Г	1,5/200	15	80	0,5	40	14	56
КН102Д	1,5/200	15	80	0,5	40	20	80
КН102Ж	1,5/200	15	80	0,5	40	30	120
КН102И	1,5/200	15	80	0,5	40	50	150

напряжеиие управления тиристора, соответствующее запирающему импульсиому току управлеиия тиристора.

Незапирающее постоянное напряжение управления тиристора $U_{у.н.з}$ — наибольшее постояииое напряжение управление тиристора, ие вызывающее включения тиристора.

Общая емкость тиристора $C_{общ}$ — емкость между основными выводами при заданном напряжеиии в закрытом состояиии тиристора.

Динамическое сопротивление в открытом состоянии тиристора $r_{дин}$ — значение сопротивления, определяемое по наклону прямой, аппроксимирующей характеристику открытого состояния тиристора.

Время включения тиристора $t_{вкл}$ — интервал времени, в течение которого тиристор включается отпирающим током управления или переключается из закрытого состояния в открытое импульсным отпирающим напряжением. Время включения равияется сумме времени задержки и времени нарастания.

Время выключения тиристора $t_{выкл}$ — наименьший интервал времени между моментом, когда основной ток тиристора после виешиего переключения основных цепей понизился до нуля, и моментом, в который определенное основное напряжение тиристора проходит через нулевое значение без переключения тиристора.

Предельно допустимые параметры. К ним относятся: постояииое прямое напряжение в закрытом состоянии $U_{з.с\ max}$, постояииое обратное напряжение управления $U_{у.обр\ max}$, постояииое обратное напряжение $U_{обр\ max}$, постоянный ток в открытом состоянии $I_{ос\ max}$, импульсный ток в открытом состоянии $I_{ос.и\ max}$, постоянный прямой ток управления $I_{у\ max}$, средняя рассеиваемая мощность $P_{ср\ max}$.

Основные параметры тиристоров приведены в табл. IV.16...IV.19, а конструкция и расположение выводов — на рис. IV.28.

Максимально допустимое постоянное обратное напряжение, В	Максимально допустимый средний ток в открытом состоянии, мА	Максимально допустимый импульсный ток в открытом состоянии, А, при $\tau_и = 10$ мс	Максимальное импульсное неотпирающее напряжение, В	Общая емкость, пФ	Температура окружающей среды, °С		Конструкция (номер рисунка)
					от	до	
10	200	2	2	80	—40	+70	IV.28, *а*
10	200	2	3	80	—40	+70	
10	200	2	4	80	—40	+70	
10	200	2	6	80	—40	+70	
10	200	2	8	80	—40	+70	
10	200	2	12	80	—40	+70	
10	200	2	15	80	—40	+70	

Таблица IV.17. Основные параметры триодных незапираемых тиристоров

Параметр	Обозначение	Единица	Тип тиристора					
			КУ101А	КУ101Б	КУ101Г	КУ101Е	КУ103А	КУ103Б
Постоянный ток в закрытом состоянии	$I_{з.\,с}$	мА	0,15	0,15	0,15	0,15	0,2	0,2
Постоянный обратный ток при $U_{обр\,max}$	$I_{обр}$	мА	0,15	0,15	0,15	0,15	1,0	1,0
Отпирающий постоянный ток управления	$I_{у.\,от}$	мА	0,05...7,5	0,05...7,5	0,05...7,5	0,05...7,5	—	—
Отпирающее постоянное напряжение управления	$U_{у.\,от}$	В	0,25...10	0,25...10	0,25...10	0,25...10	0,4...2*[1]	0,4...2*[1]
Напряжение в открытом состоянии	$U_{ос}$	В	—	—	—	—	3	3
Неотпирающее постоянное напряжение управления	$U_{у.\,нот}$	В	—	—	—	—	—	—
Время включения	$t_{вкл}$	мкс	2	2	2	2	—	—
Время выключения	$t_{выкл}$	мкс	70	70	70	70	—	—
Предельно допустимые параметры								
Постоянное напряжение в закрытом состоянии	$U_{з.\,с\,max}$	В	50	80	80	150	150	300
Постоянное обратное напряжение	$U_{обр\,max}$	В	10	50	80	150	150	300
Постоянное обратное напряжение управления	$U_{у.\,обр\,max}$	В	—	—	2	—	2*	2*
Минимальное прямое напряжение в закрытом состоянии	$U_{з.\,с\,min}$	В	10	10	10	10	—	—
Постоянный ток в открытом состоянии	$I_{ос\,min}$	А	0,075	0,075	0,075	0,075	—	—
Импульсный ток в открытом состоянии	$I_{ос.\,и\,min}$	А	0,15	0,15	0,15	0,15	0,001	0,001
Постоянный прямой ток управления	$I_{у\,max}$	А	0,015	0,015	0,015	0,015	0,04	0,04
Импульсная рассеиваемая мощность УЭ	$P_{у.\,и\,max}$	Вт	0,5	0,5	0,5	0,5	—	—
Средняя рассеиваемая мощность	$P_{ср\,max}$	Вт	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	0.15
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°C	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°C	—60	—60	—60	—60	—40	—40
Конструкция и расположение выводов (номер рисунка)			IV.28, *б*					

Параметр	Обозначение	Единица	Тип тиристора							
			КУ104А	КУ104Б	КУ104В	КУ104Г	КУ108В	КУ108Ж	КУ108М	КУ108Н
Постоянный ток в закрытом состоянии	$I_{з.с}$	мА	0,5	0,5	0,5	0,5	2,5	2,5	2,5	2,5
Постоянный обратный ток при $U_{обр\ max}$	$I_{обр}$	мА	—	—	—	—	3	3	3	3
Отпирающий постоянный ток управления	$I_{у.от}$	мА	20*1	20*1	20*1	20*1	—	—	—	—
Отпирающее постоянное напряжение управления	$U_{у.от}$	В	2	2	2	2	25*1	25*1	25*1	25*1
Напряжение в открытом состоянии	$U_{ос}$	В	2	2	2	2	4	4	4	4
Неотпирающее постоянное напряжения управления	$U_{у.нот}$	В	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1
Время включения	$t_{вкл}$	мкс	0,29	0,29	0,29	0,29	35	100	35	35
Время выключения	$t_{выкл}$	мкс	2,5	2,5	2,5	2,5	—	—	—	—
Предельно допустимые параметры										
Постоянное напряжение в закрытом состоянии	$U_{з.с\ max}$	В	15	30	60	100	1000	1000	800	800
Постоянное обратное напряжение	$U_{обр\ max}$	В	6	6	6	6	500	500	400	400
Постоянное обратное напряжение управления	$U_{у.обр\ max}$	В	—	—	—	—	0,5	0.5	0.5	0,5
Минимальное прямое напряжение в закрытом состоянии	$U_{з.с\ min}$	В	10	10	10	10	25	25	25	25
Постоянный ток в открытом состоянии	$I_{ос\ min}$	А	0,1	0,1	0,1	0,1	—	—	—	—
Импульсный ток в открытом состоянии	$I_{ос.и\ min}$	А	—	—	—	—	150	150	150	150
Постоянный прямой ток управления	$I_{у\ max}$	А	0,03	0,03	0,03	0,03	4,5*1	4,5*1	4,5*1	4,5*1
Импульсная рассеиваемая мощность УЭ	$P_{у.и\ max}$	Вт	—	—	—	—	150	150	150	150
Средняя рассеиваемая мощность	$P_{ср\ max}$	Вт	0,2	0,2	0,2	0,2	—	—	—	—
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−40	−40	−40	−40	−40
Конструкция и расположение выводов (номер рисунка)			IV.28, *в*				рис. IV.28, *д*			

Продолжение табл. IV.17

Параметр	Обозначение	Единица	Тип тиристора							
			КУ108С	КУ108Т	КУ108Ф	КУ108Ц	КУ109А	КУ109Б	КУ109В	КУ109Г
Постоянный ток в закрытом состоянии	$I_{з.с}$	мА	2,5	2,5	2,5	2,5	0,3	0,3	0,3	,3
Постоянный обратный ток при $U_{обр\ max}$	$I_{обр}$	мА	3	3	3	3,0	—	—	—	—
Отпирающий постоянный ток управления	$I_{у.от}$	мА	—	—	—	—	100	100	100	100
Отпирающее постоянное напряжение управления	$U_{у.от}$	В	25*1	25*1	25*1	25*1	3	3	3	3
Напряжение в открытом состоянии	$U_{ос}$	В	4	4	4	4	1	1	1	1
Неотпирающее постоянное напряжение управления	$U_{у.нот}$	В	0,1	0,1	0,1	0,1	—	—	—	—
Время включения	$t_{вкл}$	мкс	100	100	35	100	—	—	—	—
Время выключения	$t_{выкл}$	мкс	—	—	—	—	6	4	8	—
Предельно допустимые параметры										
Постоянное напряжение в закрытом состоянии	$U_{з.с\ max}$	В	800	800	600	600	700	750	700	600
Постоянное обратное напряжение	$U_{обр\ max}$	В	400	400	300	300	50	50	50	50
Постоянное обратное напряжение управления	$U_{у.обр\ max}$	В	0,5	0,5	0,5	0,5	30	30	30	30
Минимальное прямое напряжение в закрытом состоянии	$U_{з.с\ min}$	В	25	25	25	25	—	—	—	—
Постоянный ток в открытом состоянии	$I_{ос\ min}$	А	—	—	—	—	1	1	1	1
Импульсный ток в открытом состоянии	$I_{ос.и\ min}$	А	150	150	150	150	12	12	12	12
Постоянный прямой ток управления	$I_{у\ max}$	А	4,5*1	4,5*1	4,5*1	4,5*1	2*1	2*1	2*1	2*1
Импульсная рассеиваемая мощность УЭ	$P_{у.и\ max}$	Вт	150	150	150	150	—	—	—	—
Средняя рассеиваемая мощность	$P_{ср\ max}$	Вт	—	—	—	—	—	—	—	—
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	—	—	—	—
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—40	—40	—	—	—	—
Конструкция и расположение выводов (номер рисунка)			рис. IV. 28, *д*				рис. IV.28, *ж*			

Продолжение табл. IV.17

Параметр	Обозначение	Единица	Тип тиристора							
			КУ201А	КУ201Б	КУ201В	КУ201Г	КУ201Д	КУ201Е	КУ201Ж	КУ201И
Постоянный ток в закрытом состоянии	$I_{з. с}$	мА	5	5	5	5	5	5	5	5
Постоянный обратный ток при $U_{обр\ max}$	$I_{обр}$	мА	5	5	5	5	5	5	5	5
Отпирающий постоянный ток управления	$I_{у. от}$	мА	100	100	100	100	100	100	100	100
Отпирающее постоянное напряжение управления	$U_{у. от}$	В	6	6	6	6	6	6	6	6
Напряжение в открытом состоянии	$U_{ос}$	В	2	2	2	2	2	2	2	2
Неотпирающее постоянное напряжение управления	$U_{у. нот}$	В	—	—	—	—	—	—	—	—
Время включения	$t_{вкл}$	мкс	10	10	10	10	10	10	10	10
Время выключения	$t_{выкл}$	мкс	100	100	100	100	100	100	100	100
Предельно допустимые параметры										
Постояное напряжение в закрытом состоянии	$U_{з. с\ max}$	В	30	30	60	60	120	120	240	240
Постоянное обратное напряжение	$U_{обр\ max}$	В	—	25	—	50	—	100	—	200
Постоянное обратное напряжение управления	$U_{у. обр\ max}$	В	—	—	—	—	—	—	—	—
Минимальное прямое напряжение в закрытом состоянии	$U_{з. с\ min}$	В	100	100	100	100	100	100	100	100
Постоянный ток в открытом состоянии	$I_{ос\ min}$	А	2	2	2	2	2	2	2	2
Импульсный ток в открытом состоянии	$I_{ос. и\ min}$	А	10	10	10	10	10	10	10	10
Постоянный прямой ток управления	$I_{у\ max}$	А	0,2*1	0,2*1	0,2*1	0,2*1	0,2*1	0,2*1	0,2*1	0,2*1
Импульсная рассеиваемая мощность УЭ	$P_{у. и\ max}$	Вт	1	1	1	1	1	1	1	1
Средняя рассеиваемая мощность	$P_{ср\ max}$	Вт	4	4	4	4	4	4	4	4
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°C	+85*2	+85*2	+85*2	+85*2	+85*2	+85*2	+85*2	+85*2
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°C	—60	—60	—60	—60	—60	—60	—60	—60
Конструкция и расположение выводов (номер рисунка)			рис. IV. 28, *в*							

Продолжение табл. IV.17

Параметр	Обозначение	Единица	Тип тиристора						
			КУ201К	КУ201Л	КУ202А	КУ202Б	КУ202В	КУ202Г	КУ202Д
Постоянный ток в закрытом состоянии	$I_{з.с}$	мА	5	5	10	10	10	10	10
Постоянный обратный ток при $U_{обр\ max}$	$I_{обр}$	мА	5	5	10	10	10	10	10
Отпирающий постоянный ток управления	$I_{у.от}$	мА	100	100	200	200	200	200	200
Отпирающее постоянное напряжение управления	$U_{у.от}$	В	6	6	7	7	7	7	7
Напряжение в открытом состоянии	$U_{ос}$	В	2	2	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5
Неотпирающее постоянное напряжение управления	$U_{у.нот}$	В	—	—	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
Время включения	$t_{вкл}$	мкс	10	10	10	10	10	10	10
Время выключения	$t_{выкл}$	мкс	100	100	150	150	150	150	150
Предельно допустимые параметры									
Постоянное напряжение в закрытом состоянии	$U_{з.с\ max}$	В	360	360	25	25	50	50	120
Постоянное обратное напряжение	$U_{обр\ max}$	В	—	300	—	—	—	—	—
Постоянное обратное напряжение управления	$U_{у.обр\ max}$	В	—	—	10	10	10	10	10
Минимальное прямое напряжение в закрытом состоянии	$U_{з.с\ min}$	В	100	100	—	—	—	—	—
Постоянный ток в открытом состоянии	$I_{ос\ min}$	А	2	2	10	10	10	10	10
Импульсный ток в открытом состоянии	$I_{ос.и\ min}$	А	10	10	50	50	50	50	50
Постоянный прямой ток управления	$I_{у\ max}$	А	$0,2^{*1}$	$0,2^{*1}$	—	—	—	—	—
Импульсная рассеиваемая мощность УЭ	$P_{у.и\ max}$	Вт	1	1	—	—	—	—	—
Средняя рассеиваемая мощность	$P_{ср\ max}$	Вт	4	4	20	20	20	20	20
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	$+85^{*2}$	$+85^{*2}$	$+85^{*2}$	$+85^{*2}$	$+85^{*2}$	$+85^{*2}$	$+85^{*2}$
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−60	−60	−60	−60	−60	−60	−60
Конструкция и расположение выводов (номер рисунка)			рис. IV.28, *в*						

Параметр	Обозначение	Единица	Тип тиристора						
			КУ202Е	КУ202Ж	КУ202И	КУ202К	КУ202Л	КУ202М	КУ202Н
Постоянный ток в закрытом состоянии	$I_{з.с}$	мА	10	10	10	10	10	10	10
Постоянный обратный ток при $U_{обр\,max}$	$I_{обр}$	мА	10	10	10	10	10	10	10
Отпирающий постоянный ток управления	$I_{у.от}$	мА	200	200	200	200	200	200	200
Отпирающее постоянное напряжение управления	$U_{у.от}$	В	7	7	7	7	7	7	7
Напряжение в открытом состоянии	$U_{ос}$	В	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5
Неотпирающее постоянное напряжение управления	$U_{у.нот}$	В	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
Время включения	$t_{вкл}$	мкс	10	10	10	10	10	10	10
Время выключения	$t_{выкл}$	мкс	150	150	150	150	150	150	150
Предельно допустимые параметры									
Постоянное напряжение в закрытом состоянии	$U_{з.с\,max}$	В	120	10	10	10	10	10	10
Постоянное обратное напряжение	$U_{обр\,max}$	В	—	240	240	360	360	480	480
Постоянное обратное напряжение управления	$U_{у.обр\,max}$	В	10	—	—	—	—	—	—
Минимальное прямое напряжение в закрытом состоянии	$U_{з.с\,min}$	В	—	—	—	—	—	—	—
Постоянный ток в открытом состоянии	$I_{ос\,min}$	А	10	10	10	10	10	10	10
Импульсный ток в открытом состоянии	$I_{ос.и\,min}$	А	50	50	50	50	50	50	50
Постоянный прямой ток управления	$I_{у\,max}$	А	—	—	—	—	—	—	—
Импульсная рассеиваемая мощность УЭ	$P_{у.и\,max}$	Вт	—	—	—	—	—	—	—
Средняя рассеиваемая мощность	$P_{ср\,max}$	Вт	20	20	20	20	20	20	20
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°C	+85*²	+85*²	+85*²	+85*²	+85*²	+85*²	+85*²
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°C	−60	−60	−60	−60	−60	−60	−60
Конструкция и расположение выводов (номер рисунка)			Рис. IV 23, в						

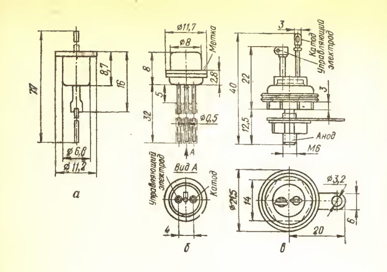
*¹ Импульсное значение параметра.
*² Температура корпуса.

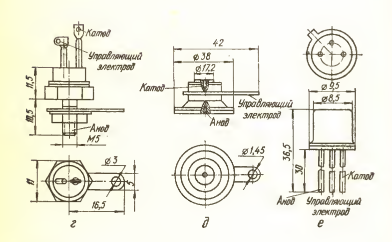
Таблица IV.18. **Основные параметры триодных запираемых тиристоров**

Параметр	Обозначение	Единица	Тип тиристора						
			КУ102А	КУ102Б	КУ102В	КУ102Г	КУ204А	КУ204Б	КУ204В
Постоянный ток в закрытом состоянии	$I_{з.\,с}$	мА	0,1	0,1	0,1	0,1	5,0	5,0	5,0
Ток удержания	$I_{уд}$	мА	20	20	20	20	—	—	—
Запирающий импульсный ток управления	$I_{у.\,з.\,и}$	мА	20	20	20	20	360	360	360
Отпирающий импульсный ток управления	$I_{у.\,от.\,и}$	мА	20	20	20	20	150	150	150
Неотпирающий импульсный ток управления	$I_{у.\,нот.\,и}$	мА	0,2	0,2	0,2	0,2	—	—	—
Напряжение в открытом состоянии	$U_{ос}$	В	2,5	2,5	2,5	2,5	3,0	3,0	3,0
Запирающее импульсное напряжение управления	$U_{у.\,з.\,и}$	В	12	12	12	12	40	40	40
Отпирающее импульсное напряжение управления	$U_{у.\,от.\,и}$	В	7,0	7,0	7,0	7,0	—	—	—
Незапирающее напряжение управления	$U_{у.\,нз}$	В	0,2	0,2	0,2	0,2	0,3	0,3	0,3
Время включения	$t_{вкл}$	мкс	5	5	5	5	—	—	—
Время выключения	$t_{выкл}$	мкс	20	20	20	20	—	—	—
Предельные параметры									
Постоянное прямое напряжение в закрытом состоянии	$U_{з.\,с\,max}$	В	50	100	150	200	50	100	200
Постоянное обратное напряжение	$U_{обр\,max}$	В	5	5	5	5	—	—	—
Запирающее напряжение на УЭ	$U_{у.\,з\,max}$	В	—	—	—	—	100	100	100
Импульсный ток в открытом состоянии	$I_{ос.\,и\,max}$	А	5	5	5	5	2	2	2
Импульсный прямой ток управления	$I_{у.\,и\,max}$	А	0,1	0,1	0,1	0,1	—	—	—
Импульсная мощность на УЭ	$P_{у.\,и\,max}$	Вт	1,0	1,0	1,0	1,0	—	—	—
Средняя рассеиваемая мощность	$P_{ср\,max}$	Вт	0,16	0,16	0,16	0,16	8	8	8
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+70	+70	+70
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−40	−25	−25	−25
Конструкция и расположение выводов (номер рисунка)			рис. IV.28, *ж*				рис. IV.28, *г*		

Таблица IV.19. Основные параметры симметричных тиристоров

Параметр	Обозначение	Единица	Тип тиристора			
			КУ208А	КУ208Б	КУ208В	КУ208Г
Постоянный ток в закрытом состоянии	$I_{з. с}$	мА	[illegible]	5	5	5
Ток удержания	$I_{уд}$	мА	150	150	150	150
Отпирающий постоянный ток управления	$I_{у. от}$	мА	160	160	160	160
Неотпирающий постоянный ток управления	$I_{у. нот}$	мА	1,0	1,0	1,0	1,0
Отпирающее постоянное напряжение управления	$U_{у. от}$	В	5	6	6	6
Неотпирающее постоянное напряжение управления	$U_{у. нот}$	В	0,15	0,15	0,15	0,15
Напряжение в открытом состоянии	$U_{ос}$	В	2	2	2	2
Время включения	$t_{вкл}$	мкс	10	10	10	10
Время выключения	$t_{выкл}$	мкс	150	150	150	150
Предельные параметры						
Постоянное прямое (обратное) напряжение в закрытом состоянии	$U_{з. с\ max}$	В	100	200	300	400
Импульсное прямое напряжение на УЭ	$U_{у. и\ max}$	В	10	10	10	10
Постоянный прямой ток в открытом состоянии	$I_{ос\ max}$	А	5	5	5	5
Импульсный прямой ток в открытом состоянии	$I_{ос. и\ max}$	А	10	10	10	10
Импульсный прямой ток управления	$I_{у. и\ max}$	А	0,5	0,5	0,5	0,5
Импульсная мощность на УЭ	$P_{у. и\ max}$	Вт	5	5	5	5
Средняя рассеиваемая мощность	$P_{ср\ max}$	Вт	10	10	10	10
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°C	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°C	−60	−60	−60	−60
Конструкция и расположение выводов (номер рисунка)			рис. IV.28. в			





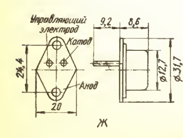


Рис. IV.28. Тиристоры.

3. Биполярные транзисторы

Биполярный транзистор — это полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими переходами и тремя или более выводами, усилительные свойства которого обусловлены явлениями инжекции и экстракции неосновных носителей заряда. Особенность транзистора состоит в том, что между его электронно-дырочными переходами существует взаимодействие — ток одного из переходов может управлять током другого. Такое управление возможно, потому, что носители заряда, инжектированные через один из электронно-дырочных переходов, могут дойти до другого перехода, находящегося под обратным напряжением, и изменить его ток. Основанием биполярного транзистора служит пластина полупроводника, называемая базой. С двух сторон в нее вплавлена примесь, создающая области с проводимостью, отличной от проводимости базы. Таким образом получают транзистор типа $n-p-n$, когда крайние области являются полупроводниками с электронной проводимостью, а средняя — полупроводником с дырочной проводимостью и транзистор типа $p-n-p$, когда крайние области являются полупроводниками с дырочной проводимостью, а средняя — полупроводником с электронной проводимостью. Примыкающие к базе области чаще всего делают неодинаковыми. Одну из областей изготавливают так, чтобы из нее наиболее эффективно происходила инжекция носителей в базу, а другую — так, чтобы соответствующий электронно-дырочный переход наилучшим образом осуществлял экстракцию инжектированных носителей из базы. Область транзистора, основным назначением которой является инжекция носителей в базу, называют эмиттером, соответствующий электронно-дырочный переход — эмиттерным. Область транзистора, основным назначением которой является экстракция носителей из базы, называют коллектором, а соответствующий электронно-дырочный переход — коллекторным.

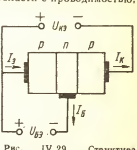


Рис. IV.29. Структура транзистора и схема подачи напряжений на его электроды.

При использовании транзистора в схемах на его переходы подают внешнее напряжение (рис. IV.29). В зависимости от полярности этих напряжений каждый из переходов может быть включен либо в прямом, либо в обратном направлении. Соответственно различают три режима работы транзистора: режим отсечки, когда оба перехода заперты; режим насыщения, когда оба перехода отперты; активный режим, когда эмиттерный переход частично отперт, а коллекторный заперт. Если же эмиттерный переход смещен в обратном направлении, а коллекторный — в прямом, то транзистор работает в обращенном (инверсном) включении.

В основном транзистор используют в активном режиме, где для смещения эмиттерного перехода в прямом направлении на базу транзистора типа $p-n-p$ подают отрицательное напряжение относительно эмиттера, а коллектор смещают в обратном направлении подачей отрицательного напряжения относительно эмиттера. Напряжение на коллекторе обычно в несколько раз больше напряжения на эмиттере.

Классификация. Транзисторы классифицируются по исходному материалу, рассеиваемой мощности, диапазону рабочих частот, прин-

ципу действия. В зависимости от исходного материала их делят на две группы: германиевые и кремниевые. Германиевые транзисторы работают в интервале температур от —60 до +78...85 °С, кремниевые— от —60 до +120...150 °С. По диапазону рабочих частот их делят на транзисторы низких, средних и высоких частот, по мощности — на классы транзисторов малой, средней и большой мощности. Транзисторы малой мощности делят на шесть групп: усилители низких и высоких частот, малошумящие усилители, переключатели насыщенные, ненасыщенные и малотоковые (прерыватели); транзисторы большой мощности — на три группы: усилители, генераторы, переключатели. По технологическому признаку различают транзисторы сплавные, сплавно-диффузионные, диффузионно-сплавные, планарные, эпитаксиальные, конверсионные, эпитаксиально-планарные.

Обозначение типа биполярных транзисторов установлено отраслевым стандартом ОСТ 11 336.919—81. *Первый элемент* обозначает исходный материал, из которого изготовлен прибор: германий или его соединения — Г; кремний или его соединения — К; соединения галлия— А. *Второй элемент* — подкласс полупроводникового прибора. Для биполярных транзисторов вторым элементом является буква Т. *Третий элемент* — назначение прибора (табл. IV.20). *Четвертый элемент* — двузначное число от 01 до 99, обозначающее порядковые номера разработки типа прибора. Допускается использовать трехзначное число от 101 до 999 при условии, что порядковый номер разработки превышает 99. *Пятый элемент обозначения* — буква русского алфавита, определяющая классификацию по параметрам приборов, изготовленных по единой технологии. Например: транзистор, предназначенный для устройств широкого применения, германиевый, низкочастотный, малой мощности, номер разработки 25, группа В — ГТ125В. В качестве дополнительных элементов обозначения для наборов в общем корпусе однотипных приборов, не соединенных электрически или соединенных одноименными выводами, после обозначения типа прибора используется буква С.

Таблица IV.20. Третий элемент обозначения транзисторов

Подкласс транзисторов	Обозначение
Транзисторы малой мощности (максимальная мощность, рассеиваемая транзистором не более 0,3 Вт)	
с граничной частотой коэффициента передачи тока или максимальной рабочей частотой не более 3 МГц	1
с граничной частотой коэффициента передачи тока или максимальной рабочей частотой более 3, но не превышающей 30 мГц	2
с граничной частотой коэффициента передачи тока или максимальной рабочей частотой более 30 МГц	3
Транзисторы средней мощности (максимальная мощность, рассеиваемая транзистором более 0,3, но не превышающая 1,5 Вт)	
с граничной частотой коэффициента передачи тока или максимальной рабочей частотой не более 3 МГц	4
с граничной частотой коэффициента передачи тока или максимальной рабочей частотой более 3, но не превышающей 30 мГц	5
с граничной частотой коэффициента передачи тока или максимальной рабочей частотой более 30 МГц	6
Транзисторы большой мощности (максимальная мощность, рассеиваемая транзистором более 1,5 Вт)	
с граничной частотой коэффициента передачи тока или максимальной рабочей частотой не более 3 МГц	7
с граничной частотой коэффициента передачи тока или максимальной рабочей частотой более 3, но не превышающей 30 мГц	8
с граничной частотой коэффициента передачи тока или максимальной рабочей частотой более 30 МГц	9

Обозначение типа транзисторов, разработанных до 1964 г., состоит из трех элементов: первый — буква П (полупроводниковый триод, транзистор); второй — цифра (порядковый номер разработки в соответствии с табл. IV.21); третий — буква, соответствующая разновидности транзистора данного типа. В обозначение модернизированных транзисторов входит буква М (например, МП21В, МП113А).

Таблица IV.21. **Второй элемент обозначения типа транзисторов, разработанных до 1964 г.**

Материал	Мощность рассеивания, Вт	Обозначение при граничной частоте коэффициента передачи тока	
		до 5 МГц (низкочастотные)	более 5 МГц (высокочастотные)
Германий	До 0,25 (малая)	1...99	401...499
Кремний		101...199	501...599
Германий	Более 0,25 (большая)	201...299	601...699
Кремний		301...399	701...799

Обозначение параметров биполярных транзисторов установлено ГОСТ 20003—74.

Параметры постоянного тока характеризуют неуправляемые токи транзистора, связанные с обратными токами перехода. *Обратный ток коллектора* $I_{КБО}$ — ток через коллекторный переход при заданном

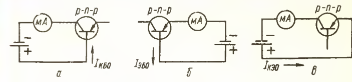


Рис. IV.30. Схемы измерения:
а — обратного тока коллектора; *б* — обратного тока эмиттера; *в* — обратного тока коллектор — эмиттер.

обратном напряжении коллектор — база и разомкнутом выводе эмиттера (рис. IV.30,*а*). *Обратный ток эмиттера* $I_{ЭБО}$ — ток через эмиттерный переход при заданном обратном напряжении эмиттер — база и разомкнутом выводе коллектора (рис. IV.30,*б*). *Обратный ток коллектор — эмиттер* $I^{*}_{КЭ}$ — ток в цепи коллектор — эмиттер при заданном обратном напряжении коллектор — эмиттер (рис. IV.30,*в*).

Обратные токи коллектора и эмиттера зависят от температуры переходов:

$$I_{КБО} = I_{КБО}^{(25)} e^{k_1(T_п - 25)}; \quad I_{ЭБО} = I_{ЭБО}^{(25)} e^{k_1(T_п - 25)},$$

где $I_{КБО}^{(25)}$, $I_{ЭБО}^{(25)}$ — обратные токи коллектора и эмиттера при 25 °С: k_1 — коэффициент, равный 0,06...0,09 1/°С для германия и 0,08...0,12

* При разомкнутом выводе базы $I_{КЭО}$; при коротко замкнутых выводах эмиттера и базы $_{КЭК}$; при заданном сопротивлении в цепи база — эмиттер $_{КЭR}$; при заданном обратном напряжении эмиттер — база $I_{КЭХ}$.

1/°C для кремния; $T_п$ — температура перехода, °C. Эти зависимости могут быть нарушены вследствие протекания тока поверхностной утечки, особенно при низких температурах, когда объемные токи $I_{КБО}$ и $I_{ЭБО}$ малы, и больших напряжениях, когда поверхностные токи сравнительно велики. Обратный ток коллектора $I_{КБО}$ является основным дестабилизирующим фактором в каскадах на транзисторах.

Малосигиальные параметры характеризуют работу транзистора при воздействии малого сигнала, т. е. сигнала, возрастание амплитуды которого в 1,5 раза приводит к незначительному изменению параметра (обычно не более чем на 10 %). При воздействии малого сигнала транзистор рассматривают как линейный активный несимметричный четырехполюсник (рис. IV.31), у которого один из зажимов всегда является общим для входа и выхода. В зависимости от того, какой из

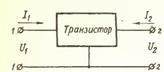
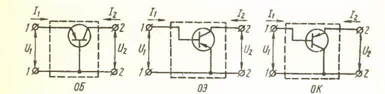


Рис. IV.31. Схема четырехполюсника, эквивалентного транзистору.

Рис. IV.32. Схемы включения биполярного транзистора.



электродов транзистора подключен к общему зажиму, различают включения с общей базой, общим эмиттером и общим коллектором. Варианты схем включения транзистора приведены на рис. IV.32.

В соответствии с теорией четырехполюсников входные и выходные напряжения и токи (U_1, I_1 и U_2, I_2) однозначно связаны между собой системой уравнений, содержащей четыре параметра четырехполюсника.

Система h-параметров получила широкое распространение, так как при измерении этих параметров требуется воспроизведение холостого хода на входе ($I_1 = 0$) или короткого замыкания на выходе ($U_2 = 0$), что легко выполнять. В этой системе параметров уравнения четырехполюсника записываются в виде

$$U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2;\ I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2.$$

Все h-параметры имеют определенный физический смысл: $h_{11} = U_1/I_1$ — входное сопротивление транзистора при короткозамкнутом выходе ($U_2 = 0$); $h_{12} = U_1/U_2$ — коэффициент обратной связи по напряжению при разомкнутом по переменному току входе ($I_1 = 0$); $h_{21} = I_2/I_1$ — коэффициент передачи тока при короткозамкнутом выходе ($U_2 = 0$); $h_{22} = I_2/U_2$ — выходная проводимость при разомкнутом по переменному току входе ($I_1 = 0$).

Обычно h-параметры измеряют при включениях транзисторов ОБ или ОЭ. Связь между h-параметрами для разных схем включения

определяется формулами

$$h_{11б} \approx h_{11э}/(1 + h_{21э}); \; h_{11к} \approx h_{11э};$$
$$h_{12б} \approx h_{11э}\, h_{22э}/(1 + h_{21э}); \; h_{12к} \approx 1/(1 + h_{12э});$$
$$h_{21б} \approx -h_{21э}/(1 + h_{21э}); \; h_{21к} \approx -(1 + h_{21э});$$
$$h_{22б} \approx h_{22э}/(1 + h_{21э}); \; h_{22к} \approx h_{22э}.$$

Для ианболее часто используемых параметров (коэффициеит передачи тока прн включеннн с ОБ н ОЭ) введеиы дополннтельные обозначения: $h_{12б} = -\alpha$; $h_{21э} = \beta$. Завнснмость между α и β определяется выраженнем $\beta = \alpha/(1 - \alpha)$. Так как малосигнальиые параметры нзмеряют на низкой частоте (в основиом 270 и 1000 Гц), их можно считать действительнымн велнчииами.

Система y-параметров используется преимущественио иа высокнх частотах. По способу определення y-параметры являются параметрамн короткого замыкання по переменному току на входе или выходе, что вытекает нз уравнеинй

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2; \; I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2.$$

Все y-параметры имеют определенный фнзическнй смысл: $y_{11} = I_1/U_1$ — входиая проводимость прн короткозамкнутом выходе ($U_2 = 0$); $y_{12} = I_1/U_2$ — обратная взаимная проводнмость прн короткозамкнутом входе ($U_1 = 0$); $y_{21} = I_2/U_1$ — прямая взаимная проводимость (крутизиа) прн короткозамкиутом выходе; $y_{22} = I_2/U_2$ — выходная проводнмость прн короткозамкнутом входе.

Связь между h- н y-параметрами выражается формулами

$$h_{11} = 1/y_{11}; \qquad y_{11} = 1/h_{11};$$
$$h_{12} = -y_{12}/y_{11}; \qquad y_{12} = -h_{12}/h_{11};$$
$$h_{21} = y_{21}/y_{11}; \qquad y_{21} = h_{21}/h_{11};$$
$$h_{22} = y_{22} - y_{12}y_{21}/y_{11}; \; y_{22} = h_{22} - h_{12}h_{21}/h_{11}.$$

Обычно в справочннках прнводятся h-параметры при включенин транзистора с ОБ. По этнм параметрам можно определнть y-параметры при включенин с ОЭ:

$$y_{11э} = (1 - h_{21б})/h_{11б}; \; y_{12э} = h_{22б} - h_{12б}(1 - h_{21б})/h_{11б};$$
$$y_{21э} = S_0 = h_{21б}/h_{11б}; \; y_{22э} = h_{22б} + h_{12б}\, h_{21б}/h_{11б}.$$

Если вместо $h_{21б}$ в справочннке приведено $h_{21э}$, то следует воспользоваться формулой $h_{21б} = h_{21э}/(1 + h_{21э})$.

Малосигнальные параметры транзисторов завнсят от схемы его включеиня, режима работы, температуры н частоты. Так, параметр $h_{21э}$ прямо пропорционален, а $h_{11б}$ — обратно пропорционален току коллектора. Это иеобходнмо учнтывать, еслн режнм работы траизнстора отличается от режима нзмереиня параметров.

Высокочастотные параметры характернзуют транзисторы на высокнх частотах. Граничная частота по определенному параметру — это частота, выше которой транзистор ие может быть использован как усилительиый элемент. *Граничная частота коэффициента передачи тока при включении с общим эмиттером* $f_{гр}$ — частота, прн которой модуль коэффнциента передачн тока в схеме с общнм эмиттером экстраполнруется к единнце.

Предельная частота по определенному параметру — частота, при которой этот параметр уменьшается на определенную величину (обычно 3 дБ) по сравнению с первоначальным (низкочастотным). *Предельная частота передачи тока при включении с ОБ* $f_{h_{21б}}$ — частота, при которой модуль коэффициента передачи тока уменьшается на 3 дБ по сравнению со значением на низкой частоте. *Предельная частота по крутизне прямой передачи* $f_{y_{21э}}$ — частота, при которой модуль крутизны прямой передачи в схеме с ОЭ уменьшается на 3 дБ по сравнению с его значением на низкой частоте. *Максимальная частота генерации* f_{max} — наибольшая частота, при которой транзистор способен генерировать в схеме автогенератора.

Емкость коллекторного перехода $C_к$ — емкость между выводами базы и коллектора при заданном обратном напряжении эмиттер — база и разомкнутой эмиттерной цепи. Емкость $C_к$ в первом приближении является функцией напряжения на коллекторе $U'_{кэ}$:

$$C_к \approx \sqrt{U'_{кэ}/U_{кэ}}\, C_{к.справ},$$

где $C_{к.справ}$ — емкость коллекторного перехода, приведенная в справочнике для определенного $U_{кэ}$.

Сопротивление базы $r_{б'}$ — сопротивление между выводами базы и переходом база — эмиттер. На достаточно высокой частоте $r_{б'} = |h_{11э}|$.

Постоянная времени цепи обратной связи на высокой частоте $\tau_к$ — произведение сопротивления базы на емкость коллекторного перехода ($\tau_к = r_{б'}C_к$). Эта величина используется при расчетах y-параметров на высоких частотах. В справочных данных приводятся $C_к$, $r_{б'}C_к$, измеренные при определенном режиме.

Высокочастотные параметры транзистора связаны между собой определенными зависимостями, например

$$f_{max} \approx 180\sqrt{f_{гр}/\tau_к}; \quad f_{h_{21б}} \approx h_{21б} f_{гр};$$
$$f_{y_{21э}} = f_{гр} h_{11б}/r_{б'}; \quad f_{h_{21э}} = f_{гр}/(1 + h_{21э}),$$

где f_{max} — максимальная частота генерации, МГц; $f_{гр}$ — граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ, МГц; $\tau_к$ — постоянная времени, пс; $f_{h_{21б}}$ — предельная частота коэффициента передачи тока в схеме с ОБ, МГц; $f_{y_{21э}}$ — предельная частота по крутизне прямой передачи, МГц; $f_{h_{21э}}$ — предельная частота коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ, МГц.

Активные составляющие входной и выходной проводимостей транзистора на высокой частоте $f < 500$ МГц в схеме с ОЭ можно определить по формулам

$$g_{вх} = (1 + h_{21э}h_{11б}\gamma_S^2/r_{б'})/h_{21э}h_{11б}(1 + \gamma_S^2); \qquad (IV.1)$$

$$g_{вых} = h_{22б} + \frac{h_{21б}}{h_{11б}}\left(h_{12б} + \frac{2\pi f_S \tau_к \gamma_S^2}{1 + \gamma_S^2}\right); \qquad (IV.2)$$

вход иую и выходную емкости — по формулам

$$C_{вх} = \frac{1 - r_{б'}/h_{11б}h_{21э}}{2\pi f_{гр} h_{11б}(1 + \gamma_S^2)};\ C_{вых} = C_к + \frac{\tau_к}{h_{11б}(1 + \gamma_S^2)}; \qquad (IV.3)$$

крутизну прямой передачи — по формуле

$$y_{21э} = h_{21э}/(1 + h_{21э})h_{11б}\sqrt{1 + \gamma_S^2}; \qquad (IV.4)$$

модуль обратиой взаимной проводимости — по формуле

$$|y_{12}| = 2\pi f_S \gamma_S C_к, \qquad (IV.5)$$

где $\gamma_S = f/f_{y_{21э}}$. Если величина $h_{11б}$ отсутствует в справочиых данных транзистора, ее можно рассчитать по формуле $h_{11б} \approx r_э + r'_б/h_{21э}$, где $r_э = 25{,}6\alpha/I_к$; $r_{б'} = \tau_к/C_к$. В формулах (IV.1) ... (IV.5) ие учтены индуктивности выводов транзистора, которыми можно пренебречь на частотах $f < 0{,}3f_{гр}$, не снижая точности расчета.

Коэффициент шума $K_ш$ — отношение мощности шумов на выходе транзистора к той ее части, которая вызвана тепловыми шумами сопротивления источника сигнала. Коэффициеит шума существенно зависит от частоты, режима транзистора ($U_к$, $I_э$), внутреннего сопротивления источника сигнала и температуры. В таблицах параметров транзисторов приведены гарантируемые максимальные значения в определеином, ие оптимальном режиме и только для малошумящих транзисторов. Для получения минимального уровня шумов необходимо иайти наивыгоднейший режим по току и напряжению при оптимальном сопротивлеиии источника сигнала. Для обеспечения работы усилителя в «малошумящем» режиме необходимо, чтобы его первые каскады использовались при малых токах эмиттера (0,1...0,5 мА), небольшом иапряжеиии на коллекторе (0,5...2,5 В) и по возможиости узкой полосе рабочих частот.

Параметры большого сигнала характеризуют работу транзистора при изменениях токов и напряжений в широких пределах. *Статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером* $h_{21Э}$ — отиошение постояиного тока коллектора к постоянному току базы при заданиом постоянном обратном напряжении коллектор — эмиттер и токе эмиттера в схеме с общим эмиттером. *Статическая крутизна прямой передачи в схеме с общим эмиттером* $y_{21Э}$ — отношение постоянного тока коллектора к постоянному напряжению база — эмиттер при заданном напряжении коллектор — эмиттер. Статическая крутизна прямой передачи используется для расчета схем с генератором напряжеиия на входе (например, в мощных усилительных каскадах) и почти ие зависит от схемы включения транзистора.

Тепловые параметры характеризуют устойчивость транзисторов при работе в широком диапазоне температур и определяют связь между рассеиваемой электрической мощностью и температурой определенных областей приборов. *Максимальная температура перехода* T_{max} — максимальная положительная температура перехода, при которой обеспечивается заданная надежность, устанавливаемая с определеным коэффициентом запаса. Для германия T_{max} составляет 80...100 °С, для кремния — 150...200 °С. *Минимальная температура перехода (окружающей среды)* T_{min} — минимальная отрицательная температура, при которой обеспечивается заданная надежность. T_{min} опреде-

ляется разрушающими механическими усилиями, возникающими между отдельными элементами транзистора при его охлаждении. *Общее тепловое сопротивление транзистора* $R_{Тп.с}$ — отношение разности температур между коллекторным переходом и окружающей средой к мощности, рассеиваемой на транзисторе в установившемся режиме. *Внутреннее тепловое сопротивление транзистора* $R_{Тп.к}$ — отношение разности температур между коллекторным переходом и корпусом транзистора к мощности, рассеиваемой на транзисторе в установившемся режиме. Температура корпуса (перехода) транзистора определяется условиями теплоотвода, рассеиваемой мощностью. Максимально допустимая рассеиваемая мощность биполярного транзистора с ростом температуры окружающей среды снижается и для

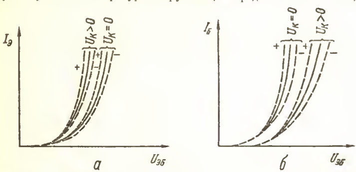


Рис. IV.33. Входные характеристики биполярного транзистора при включении: *а* — с ОБ; *б* — с ОЭ.

каждого конкретного ее значения может быть определена по формулам

$$P_{max} = (T_{п\,max} - T)/R_{Тп.с} \text{ (без теплоотвода);}$$

$$P_{max} = (T_{п\,max} - T)/(R_{Тп.к} + R_{к.с}) \text{ (с теплоотводом),}$$

где $R_{к.с}$ — тепловое сопротивление корпус — среда, °С/Вт (определяется качеством радиатора). Для транзисторов малой мощности в справочнике приводится $R_{Тп.с}$, а для мощных транзисторов — $R_{Тп.к}$.

Вольт-амперные характеристики содержат информацию о свойствах транзистора во всех режимах работы при больших и малых сигналах, в том числе о связях между параметрами. По вольт-амперным характеристикам можно определить ряд параметров, не приводимых в справочной литературе, а также рассчитать цепи смещения, стабилизации режима, оценить работу транзистора в широком диапазоне импульсных и постоянных токов, мощностей и напряжений. В основном используются два семейства статических вольт-амперных характеристик: входных и выходных.

Входные характеристики устанавливают зависимость входного тока (ток базы или эмиттера) от напряжения между базой и эмиттером при определенном напряжении на коллекторе. Входные характеристики транзистора (рис. IV.33) аналогичны характеристикам диода в прямом направлении с экспоненциальным возрастанием тока при увеличении напряжения. При $U_к > 0$ входные характеристики мало зависят от напряжения на коллекторе. При понижении или повыше-

нии температуры переходов транзистора входные характеристики смещаются в область бо́льших или меньших входных напряжений соответственно.

Выходные характеристики устанавливают зависимость тока коллектора от напряжения на нем при определенном токе базы или эмиттера (в зависимости от способа включения транзистора). Отличительной особенностью выходных характеристик транзистора (рис. IV.34), включенного по схеме с общей базой, является слабая зависимость тока коллектора от напряжения $U_{КБ}$. При напряжении $U_{КБ}$ выше определенного значения происходит пробой коллекторного перехода. Ток коллектора транзистора, включенного по схеме с ОЭ, в основном зависит от напряжения на коллекторе. Резкое возрастание тока коллектора начинается при меньшем напряжении на коллекторе, чем при включении транзистора по схеме с общей базой. Только при закрытом

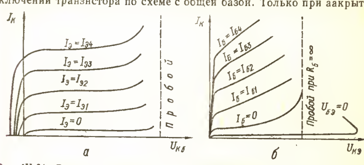


Рис. IV.34. Выходные характеристики биполярного транзистора при включении: *а* — с ОБ; *б* — с ОЭ.

транзисторе ($U_{ЭБ}=0$) напряжение пробоя приближается к напряжению пробоя транзистора, включенного по схеме с общей базой. При повышении температуры переходов выходные характеристики смещаются в сторону бо́льших токов из-за увеличения обратного тока коллекторного перехода.

Статические вольт-амперные характеристики транзисторов на постоянном токе строят по точкам или получают с помощью специальных характериографов, позволяющих избежать сильного нагрева транзисторов. Максимально допустимые параметры определяют значения конкретных режимов биполярных транзисторов, которые не должны превышаться при любых условиях эксплуатации и при которых обеспечивается заданная надежность. Максимально допустимые импульсные параметры приводятся для заданной скважности и длительности импульсов. К максимально допустимым параметрам относятся: максимально допустимое постоянное напряжение коллектор — база $U_{КБmax}$, максимально допустимое постоянное напряжение коллектор — эмиттер $U_{КЭ\,max}$, максимально допустимое постоянное напряжение эмиттер — база $U_{ЭБ\,max}$, максимально допустимый постоянный ток коллектора $I_{К\,max}$, максимально допустимый постоянный ток эмиттера $I_{Э\,max}$, максимально допустимый постоянный ток базы $I_{Б\,max}$, максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность коллектора $P_{К\,max}$, максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность транзистора P_{max}. Основные параметры биполярных транзисторов приведены в табл. IV.22...IV.30,

Таблица IV.22. Основные параметры транзисторов малой мощности низкочастотных

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			МП9А	МП10	МП10А	МП10Б	МП11	МП11А	МП13
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	20/25	20/15	30/30	30/30	20/15	20/15	15/5
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	30/16	30/15	30/30	30/30	30/15	30/15	30/15
Режим измерения *h*-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	1	1	1	1	1	1	1
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	—	30
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	15...45	15...30	15...30	25...50	25...50	45...100	≥12
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	$4 \cdot 10^{-3}$
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	2,5	2,5	2,5	2,5	3,3	3,3	3,3
Предельная частота коэффициента передачи	$f_{h21б}$	МГц	1	1	1	1	2	2	0,5
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	60	60	60	60	60	60	50
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	10	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	15	15	30	30	15	15	15
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	25	25	30	30	25	25	15
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	20	20	20	20	20	20	20
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	150	150	150	150	150	150	150
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	150	150	150	150	150	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°C	+70	+70	+70	+70	+70	+70	+70
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°C	−60	−60	−60	−60	−60	−60	−60
Общее теплоаое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.с}$	°C/мВт	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
Тип перехода, материал			*n—p—n*, германий						*p—n—p*, германий
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *а*						
Основное назначение			Для усилителей и генераторов низкой и промежуточной частот				Для усилителей и генераторов в диапазоне частот до 2 МГц		

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			МП13Б	МП14	МП14А	МП14Б	МП15	МП15А
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	15/15	15/15	15/5	15/5	15/5	15/5
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	30/15	30/15	30/30	30/30	30/15	30/15
Режим измерения h-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	1	1	1	1	1	1
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	30	30	30	30	30	30
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...60	20...40	20...40	30...60	30...60	50...100
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	$4\cdot10^{-3}$	$4\cdot10^{-3}$	$4\cdot10^{-3}$	$4\cdot10^{-3}$	$4\cdot10^{-3}$	$4\cdot10^{-3}$
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	3,3	3,3	3,3	3,3	3,3	3,3
Предельная частота коэффициента передачи	$f_{h21б}$	МГц	0,5	1,0	1	1	2	2
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	50	50	50	50	50	50
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	15	15	30	30	15	15
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	15	15	30	30	15	15
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	20	20	20	20	20	20
импульсный ток коллектора	$I_{К.\ и\ max}$	мА	150	150	150	150	150	150
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	150	150	150	150	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+70	+70	+70	+70	+70	+70
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—60	—60	—60	—60	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/мВт	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
Тип перехода, материал			$p—n—p$, германий					
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *а*					
Основное назначение			Для усилителей и генераторов в диапазоне частот до 2 МГц					

Продолжение табл. IV.22

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			МП16	МП16А	МП16Б	МП20А	МП20Б	МП21В	МП21Г
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	—	—	—	50/50	50/30	50/40	50/60
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	—	—	—	50/30	50/30	50/40	50/60
Режим измерения *h*-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	1	[illegible]	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	10	10	10	6	5	5	5
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	20	20	20	20
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	25...30	30...50	45...100	50...100	80...200	20...100	20...80
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	2,5	2,5	2,5	2,5
Предельная частота коэффициента передачи	$f_{h_{21б}}$	МГц	1	1	2	2,0	1,5	1,5	1,0
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	—	—	—	30	30	30	30
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	—	—	—	30	30	40	60
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	15	15	15	20	20	30	35
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	50	50	50	50	50	50	50
импульсный ток коллектора	$I_{К.\ и\ max}$	мА	300	300	300	300	300	300	300
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	200	200	200	150	150	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+70	+70	+70	+70	+70	+70	+70
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—60	—60	—60	—60	—60	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/мВт	0,2	0,2	0,2	0,33	0,33	0,33	0,33
Тип перехода, материал			*p—n—p*, германий						
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *а*						
Основное назначение			Для устройств переключения			Для усилителей, генераторов и устройств переключения			

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора							
			МП21Д	МП21Е	МП25	МП25А	МП25Б	МП26	МП26А	МП26Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	50/50	50/70	75/40	75/40	75/40	60/35	60/35	60/35
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	50/50	50/70	75/40	75/40	75/40	75/70	75/70	75/40
Режим измерения h-параметров										
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	20	20	20	20	20	20
ток коллектора	$I_К$	мА	5	5	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	20	25	25	25	25	25	25	25
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...200	30...150	13...25	20...40	30...80	13...25	20...40	30...80
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	$4 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	2,5	2,5	3,5	3,5	3,5	3,5	3,5	3,5
Предельная частота коэффициента передачи	$f_{h21б}$	МГц	1,0	0,7	0,2	0,2	0,5	0,2	0,2	0,5
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	30	30	70	70	70	50	50	50
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры										
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	50	70	40	40	40	70	70	70
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	30	35	40	40	40	70	70	70
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	50	50	50	50	50	50	50	50
импульсный ток коллектора	$I_{К.\,и\,max}$	мА	300	300	300	400	400	300	400	400
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	150	150	200	200	200	200	200	200
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°C	+70	+70	+60	+60	+60	+60	+60	+60
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°C	−60	−60	−60	−60	−60	−60	−60	−60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°C/мВт	0,33	0,33	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
Тип перехода, материал			*p—n—p*, германий							
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *а*							
Основное назначение			Для усилителей, генераторов и устройств переключения							

7*

Продолжение табл. IV.22

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора							
			МП27	МП27А	МП28	МП35	МП36А	МП37	МП37А	МП37Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	3/5	3/5	3/5	—	—	—	—	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	—	—	—	15/5	15/5	15/5	15/5	15/5
Режим измерения h-параметров										
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	0,5	0,5	0,5	1	1	1	1	1
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	50	50	50	26	26	26	26	26
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...100	20...170	20...200	10...125	15...45	15...30	15...30	25...50
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	$3\cdot10^{-4}$	$3\cdot10^{-4}$	$3\cdot10^{-4}$	$3\cdot10^{-4}$
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	2	1	1	3,3	3,3	3,3	3,3	3,3
Предельная частота коэффициента передачи	$f_{h21б}$	МГц	1	1	5	0,5	1	1	1	1
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	50	50	50	50	50	50	50	50
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	10	5	5	—	12	—	—	—
Максимально допустимые параметры										
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	5	5	5	15	15	15	30	30
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	5	5	5	15	15	15	30	30
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	6	6	6	20	20	20	20	20
импульсный ток коллектора	$I_{К.\,и\,max}$	мА	—	—	—	150	150	150	150	150
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	30	30	30	150	150	150	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+60	+60	+60	+60	+60	+60	+60	+60
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−60	−60	−60	−60	−60	−60	−60	−60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	—	—	—	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
Тип перехода, материал			$p-n-p$, германий			$n-p-n$, германий				
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *а*							
Основное назначение			Для малошумящих усилителей			Для усиления электрических сигналов ЗЧ				

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора							
			МП38	МП38А	МП39	МП39Б	МП40	МП40А	МП41	МП41А
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	—	—	15/5	15/5	15/5	15/5	15/5	15/5
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, *В	$I_{ЭБО}$	мкА	15/5	15/5	30/5	30/5	30/5	30/5	30/5	30/5
Режим измерения h-параметров										
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	1	1	1	1	1	1	1	1
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	26	26	25	25	25	25	25	25
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	25...50	45...100	12	20...60	20...40	20...40	30...60	50...100
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	$3\cdot10^{-4}$	$3\cdot10^{-4}$	$5\cdot10^{-4}$	$5\cdot10^{-4}$	$5\cdot10^{-4}$	$5\cdot10^{-4}$	$5\cdot10^{-3}$	$5\cdot10^{-3}$
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	3,3	3,3	3,3	3,3	3,3	3,3	3,3	3,3
Предельная частота коэффициента передачи	$f_{h21б}$	МГц	1	2	0,5	0,5	1,0	1,0	1	1
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	50	50	60	60	60	60	60	60
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	12	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры										
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	30	15	10	10	10	30	10	10
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	30	15	15	15	15	30	10	10
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	20	20	40	40	40	40	40	40
импульсный ток коллектора	$I_{К.\ и\ max}$	мА	150	150	150	150	150	150	150	150
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	150	150	150	150	150	150	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+60	+60	+60	+60	+60	+60	+60	+60
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−60	−60	−40	−40	−40	−40	−40	−40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/мВт	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
Тип перехода, материал			$n-p-n$, германий					$p-n-p$, германий		
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *а*							
Основное назначение			Для усилителей и генераторов ЗЧ							

Продолжение табл. IV.22

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			МП42	МП42А	МП42Б	КТ104А	КТ104Б	КТ104В	КТ104Г
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	—	—	—	1/30	1/15	1/15	1/30
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	—	—	—	1/10	1/10	1/10	1/10
Режим измерения h-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	1	5	5	6	5
ток коллектора	$I_К$	мА	10	10	10	1	1	1	1
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	120	120	120	120
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...35	30...50	45...100	9...36	20...80	40...160	15...60
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—	—
Предельная частота коэффициента передачи	$f_{h_{21б}}$	МГц	1	1	2	5	5	5	5
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	—	—	—	50	60	50	50
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	3	3	3	3
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	15	15	15	30	15	15	30
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	15	15	15	30	15	15	30
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	—	—	—	50	50	50	50
импульсный ток коллектора	$I_{К,\ и\ max}$	мА	150	150	150	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	200	200	200	150	150	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+70	+70	+70	+100	+100	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−60	−60	−60	−60	−60	−60	−60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/мВт	0,2	0,2	0,2	0,4	0,4	0,4	0,4
Тип перехода, материал			*p—n—p*, германий			*p—n—p*, кремний			
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *а*			IV.35, *г*			
Основное назначение			Для устройств переключения			Для усилителей и генераторов ЗЧ			

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			ГТ108А	ГТ108Б	ГТ108В	ГТ108Г	ГТ109А	ГТ109Б	ГТ109В
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	10/5	10/5	10/5	10/5	5/5	5/5	5/5
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	15/5	15/5	15/5	15/5	5/5	5/5	5/5
Режим измерения *h*-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	1	1	1	1	1	1	1
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	15	15	15	15	27	27	27
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...50	35...80	60...130	110...250	20...50	35...80	60...130
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	$0,5\cdot10^{-3}$	$0,5\cdot10^{-3}$	$0,5\cdot10^{-3}$
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	3,3	3,3	3,3	3,3	3,3
Предельная частота коэффициента передачи	$f_{h21б}$	МГц	0,5	1	1	1	1	1	1
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	50	50	50	50	30	30	30
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	5000	5000	5000	5000	5000	5000	5000
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	10	10	10	10	10	10	10
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	10	10	10	10	6	6	6
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	50	50	50	50	20	20	20
импульсный ток коллектора	$I_{К.\,и\,max}$	мА	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	75	75	75	75	30	30	30
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+55	+55	+55	+55	+55	+55	+55
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—40	—40	—30	—30	—30
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	0,8	0,8	0,8	0,8	—	—	—
Тип перехода, материал			*p—n—p*, германий				*p—n—p*, германий		
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *б*				IV.35, *в*		
Основное назначение			Для усилителей и генераторов в малогабаритных радиовещательных приемниках				Для усилителей радиовещательных приемников; ГТ109Е — в медицинской аппаратуре; ГТ109Ж — для часовых механизмов		

Продолжение табл. IV.22

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			ГТ109Г	ГТ109Д	ГТ109Е	ГТ109Ж	ГТ109И	МП111	МП111А
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	5/5	2/1,2	2/1,2	1/1,5	5/5	3/10	3/10
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	5/5	3/1,2	3/1,2	5/1,5	5/5	3/20	3/5
Режим измерения *h*-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	1	1	1	1	1	1	1
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	27	27	27	27	27	40	40
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	110...250	20...70	50...100	≥100	20...80	10...25	10...30
Коэффициент обратной связи	$h_{12э}$	—	$0{,}5\cdot10^{-3}$	$0{,}5\cdot10^{-3}$	$0{,}5\cdot10^{-3}$	$0{,}5\cdot10^{-3}$	$0{,}5\cdot10^{-3}$	$3\cdot10^{-3}$	$3\cdot10^{-3}$
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	3,3	3,3	3,3	3,3	3,3	2	2
Предельная частота коэффициента передачи	$f_{h21б}$	МГц	1	3	5	5	1	0,5	0,5
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	30	40	40	30	30	150	150
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	5000	5000	5000	5000	5000	5000	5000
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	12	—	25
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	10	10	10	10	10	20	10
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	6	6	6	6	6	20	10
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	20	20	20	20	20	20	20
импульсный ток коллектора	$I_{К.\,и\,max}$	мА	—	—	—	—	—	100	100
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	30	30	30	30	30	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+55	+55	+55	+55	+55	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—30	—30	—30	—30	—30	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	—	—	—	—	—	0,8	0,8
Тип перехода, материал			*p—n—p*, германий					*n—p—n*, германий	
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *в*					IV.35, *а*	
Основное назначение			Для усилителей радиовещательных приемников; ГТ109Е — в медицинской аппаратуре, ГТ109Ж — для часовых механизмов					Для усилителей, генераторов и устройств переключения ЗЧ	

Параметр	Обозначение	Единицы	Тип транзистора						
			МП111Б	МП112	МП113	МП113А	МП114	МП115	МП116
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	3/10	3/5	3/5	3/5	10/30	10/15	10/10
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	3/5	3/5	3/5	3/5	10/10	10/10	10/10
Режим измерения h-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	1	1	1	1	1	1	1
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	40	40	40	40	35	35	35
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	15...45	15...45	15...45	30...75	≥9	9...45	15...100
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	$3\cdot10^{-3}$	$3\cdot10^{-3}$	$3\cdot10^{-3}$	$3\cdot10^{-3}$	$3\cdot10^{-3}$	$3\cdot10^{-3}$	$3\cdot10^{-3}$
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	2	2	2	2	3,3	3,3	2
Предельная частота коэффициента передачи	$f_{h21б}$	МГц	0,5	0,5	0,1	0,1	0,1	0,1	0,5
Емкость коллекторного перехода	$C_К$	пФ	150	150	150	150	80	80	30
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_К$	пс	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент шума	$K_Ш$	дБ	—	—	25	25	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	20	10	10	10	60	30	15
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	20	10	10	10	60	30	15
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	20	20	20	20	10	10	10
импульсный ток коллектора	$I_{К.и\ max}$	мА	100	100	100	100	50	50	50
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	150	150	150	150	150	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°C	+100	+100	+100	+100	+100	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°C	−60	−60	−60	−60	−60	−60	−60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.с}$	°C/мВт	0,8	0,8	0,8	0,8	0,5	0,5	0,5
Тип перехода, материал			$n-p-n$, кремний				$p-n-p$, кремний		
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *а*						
Основное назначение			Для усилителей, генераторов и устройств переключения ЗЧ				Для усилителей и генераторов ЗЧ		

Продолжение табл. IV.22

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзисторов								
			ГТ115А	ГТ115Б	ГТ115В	ГТ115Г	ГТ115Д	ГТ122А	ГТ122Б	ГТ122В	ГТ122Г
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	40/20	40/30	40/20	40/30	40/20	20/5	20/5	20/5	20/5
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	40/20	40/20	40/20	40/20	40/20	15/5	15/5	15/5	15/5
Режим измерения *h*-параметров											
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	1	1	1	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	25	25	25	25	25	1	1	1	1
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...80	20...80	60...150	60...150	125...250	15...45	15...45	30...60	30...60
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Предельная частота коэффициента передачи	$f_{h21б}$	МГц	1	1	1	1	1	1	1	1	1
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	—	—	—	—	—			—	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—			—	—
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	—			—	—
Максимально допустимые параметры											
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	20	30	20	30	20	35	20	20	20
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	—	—	—	—	—	35	20	20	20
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	30	30	30	30	30	20	20	20	20
импульсный ток коллектора	$I_{К.\ и\ max}$	мА	—	—	—	—	—	150	150	150	150
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	50	50	50	50	50	150	150	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°C	+45	+45	+45	+45	+45	+70	+70	+70	+70
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°C	−20	−20	−20	−20	−20	−60	−60	−60	−60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/мВт	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,2	0,2	0,2	0,2
Тип перехода, материал			*p—n—p*, германий					*n—p—n*, германий			
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *б*					IV.35, *а*			
Основное назначение			Для усилителей и генераторов ЗЧ					Для усилителей ЗЧ			

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			ГТ124А	ГТ124Б	ГТ124В	ГТ124Г	ГТ125А	ГТ125Б	ГТ125В
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	15/15	15/15	15/15	20/5	50/35	50/35	50/35
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	15/5	15/5	15/5	15/5	50/20	50/20	50/20
Режим измерения *h*-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	0,5	0,5	0,5	0,5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	100	100	100	100	25	25	25
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	28...50	45...90	71...162	120...200	28...56	45...90	71...140
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—	—
Предельная частота коэффициента передачи	$f_{h21б}$	МГц	1	1	1	1	1	1	1
Емкость коллекторного перехода	$C_К$	пФ	—	—	—	—	—	—	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_К$	пс	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	25	25	25	25	35	35	35
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	—	—	—	—	—	—	—
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	—	—	—	—	—	—	—
импульсный ток коллектора	$I_{К.\,и\,max}$	мА	100	100	100	100	300	300	300
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	75	75	75	75	150	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+60	+60	+60	+60	+70	+70	+70
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—25	—25	—25	—25	—60	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	0,8	0,8	0,8	0,8	0,3	0,3	0,3
Тип перехода, материал			*p—n—p*, германий				*p—n—p*, германий		
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *б*				IV.35, *а*		
Основное назначение			Для усиления и переключения электрических сигналов в диапазоне частот до 5 МГц				Для усиления и переключения электрических сигналов на ЗЧ		

Продолжение табл. IV.22

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзисторв						
			ГТ125Г	ГТ125Д	ГТ125Е	ГТ125Ж	ГТ125И	ГТ125К	ГТ125Л
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	50/35	50/35	50/35	50/35	50/70	50/70	50/70
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	50/20	50/20	50/20	50/20	50/20	50/20	50/20
Режим измерения h-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
ток коллектора	$I_К$	мА	25	100	100	100	100	100	100
Входное сопротивление	$h_{11б}$	См	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	120...200	28...56	45...90	71...140	28...56	45...90	71...140
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—	—
Предельная частота коэффициента передачи	$f_{h21б}$	МГц	1	1	1	1	1	1	1
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	—	—	—	—	—	—	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	35	35	35	35	70	70	70
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	—	—	—	—	—	—	—
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	—	—	—	—	—	—	—
импульсный ток коллектора	$I_{К.\ и\ max}$	мА	300	300	300	300	300	300	300
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	150	150	150	150	150	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+70	+70	+70	+70	+70	+70	+70
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—60	—60	—60	—60	—60	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/мВт	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3
Тип перехода, материал			p—n—p, германий						
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *а*						
Основное назначение			Для усиления и переключения электрических сигналов ЗЧ						

* Числитель дроби — ток, знаменатель — напряжение.

Таблица IV 23 Основные параметры транзисторов малой мощности среднечастотных

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			П29	П29А	П30	П307	П307В	П308	П309
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мкА	4/12	4/12	4/12	3/80	3/80	3/120	3/120
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мкА	4/12	4/12	4/12	5/3	5/3	5/3	5/3
Режим измерения *h*-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	0,5	0,5	0,5	20	20	20	20
ток коллектора	$I_К$	мА	20	20	20	10	10	10	10
Входное сопротивление	$h_{11б}$	См	—	—	—	70	70	70	70
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...50	40...100	80...180	20...60	50...150	30...90	20...60
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	5*[2]	5*[2]	10*[2]	20	20	20	20
Емкость коллекторного перехода	$C_К$	пФ	20	20	20	—	—	—	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_К$	пс	6000	6000	6000	—	—	—	—
Коэффициент шума	$K_Ш$	дБ	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	12	12	12	80	80	120	120
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	10	10	10	80	80	120	120
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	—	—	—	30	30	30	30
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	100	100	100	120	120	120	120
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	30	30	30	250	250	250	250
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°C	+60	+60	+60	+125	+125	+120	+125
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°C	—60	—60	—60	—60	—60	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°C/мВт	—	—	—	0,8	0,8	0,8	0,8
Тип перехода, материал			*p—n—p*, германий			*n—p—n*, кремний			
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *а*			IV.35, *д*			
Основное назначение			Для модуляторов, импульсных и переключающих устройств			Для устройств переключения и преобразования постоянного напряжения			

Продолжение табл. IV.23

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзисторов							
			КТ201А	КТ201Б	КТ201В	КТ201Г	КТ201Д	КТ203А	КТ203Б	КТ203В
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мкА	1/20	1/20	1/10	1/10	1/10	1/60	1/30	1/15
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мкА	3/20	3/20	3/10	3/10	3/10	1/30	1/15	1/10
Режим измерения h-параметров										
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	1	1	1	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	5	5	5	5	5	1	1	1
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	300	300	300
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...60	30...90	30...90	70...210	30...90	≥9	30...100	30...200
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	$3 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	2	2	2	2	2	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	10	10	10	10	10	5	5	5
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	20	20	20	20	20	10	10	10
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	15	—	—	—
Максимально допустимые параметры										
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	20	20	10	10	10	60	30	15
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	20	20	10	10	10	60	30	15
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	20	20	20	20	20	10	10	10
импульсный ток коллектора	$I_{К.\,и\,max}$	мА	100	100	100	100	100	50	50	50
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	150	150	150	150	150	150	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+125	+125	+125	+125	+125	+125	+125	+125
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—60	—60	—60	—60	—60	—60	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	—	—	—	—	—	—	—	—
Тип перехода, материал			n—p—n, кремний					p—n—p, кремний		
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, е							
Основное назначение			Для усиления сигналов ЗЧ					Для усилителей и импульсных устройств		

Продолжение табл. IV.23

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ208А	КТ208Б	КТ208В	КТ208Г	КТ208Д	КТ208Е	КТ208Ж
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мкА	—	—	—	—	—	—	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мкА	1/10	1/10	1/10	1/10	1/10	1/10	1/20
Режим измерения h-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	1	1	1	1	1
ток коллектора	$I_К$	мА	30	30	30	30	30	30	30
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...60	40...120	20...240	20...60	40...120	20...240	20...60
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	5	5	5	5	5	5	5
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	50	50	50	50	50	50	50
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	4	—	—	4	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	20	20	20	30	30	30	45
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	20	20	20	30	30	30	45
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	150	150	150	150	150	150	150
импульсный ток коллектора	$I_{К.\,и\,max}$	мА	300	300	300	300	300	300	300
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	200	200	200	200	200	200	200
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+125	+125	+125	+125	+125	+125	+125
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—60	—60	—60	—60	—60	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	—	—	—	—	—	—	—
Тип перехода, материал			$p—n—p$, кремний						
Конструкция (номер рисунка)			IV.37, *а*						
Основное назначение			Для работы в усилительных и генераторных схемах						

Продолжение табл. IV.23

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзисторов						
			КТ208И	КТ208К	КТ208Л	КТ208М	КТ209А	КТ209Б	КТ209В
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мкА	—	—	—	—	—	—	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мкА	1/20	1/20	1/20	1/20	1/10	1/10	1/10
Режим измерения h-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	1	1	1	1	1
ток коллектора	$I_К$	мА	30	30	30	30	30	30	30
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	40...120	20...240	20...60	40...120	20...60	40...120	80...240
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	5	5	5	5	5	5	5
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	50	50	50	50	50	50	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	4	—	—	—	—	5
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	45	45	60	60	15	15	45
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	45	45	60	60	15	15	15
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	150	150	150	150	300	300	300
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	300	300	300	300	500	500	500
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	200	200	200	200	200	200	200
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+125	+125	+125	+125	+100	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−60	−60	−60	−60	−50	−50	−50
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	—	—	—	—	0,45	0,45	0,45
Тип перехода, материал			$p-n-p$, кремний				$p-n-p$, кремний		
Конструкция (номер рисунка)			IV.37, *а*				IV.35, *и*		
Основное назначение			Для работы в усилительных и генераторных схемах				Для усилительных и импульсных устройств в диапазоне частот до 5 МГц		

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ209Г	КТ209Д	КТ209Е	КТ209Ж	КТ209И	КТ209К	КТ209Л
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*1	$I_{КБО}$	мкА	—	—	—	—	—	—	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*1	$I_{ЭБО}$	мкА	1/10	1/10	1/10	1/20	1/20	1/20	1/20
Режим измерения h-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	1	1	1	1	1
ток коллектора	$I_К$	мА	30	30	30	30	30	30	30
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...60	40...120	80...240	20...60	40...120	80...160	20...60
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	5	5	5	5	5	5	5
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	—	—	—	—	—	—	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	5	—	—	5	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	30	30	30	45	45	40	60
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	30	30	30	45	45	45	60
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	300	300	300	300	300	300	300
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	500	500	500	500	500	500	500
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	200	200	200	200	200	200	200
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+100	+100	+100	+100	+100	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—50	—50	—50	—50	—50	—50	—50
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45
Тип перехода, материал			*p—n—p*, кремний						
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *и*						
Основное назначение			Для усилительных и импульсных устройств в диапазоне частот до 5 МГц						

*1 Числитель дроби — ток, знаменатель — напряжение.
*2 Предельная частота коэффициента передачи тока.

Таблица IV.24. Основные параметры транзисторов малой мощности высокочастотных

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КТ301	КТ301А	КТ301Б	КТ301В	КТ301Г	КТ301Д
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	40/20	40/20	40/30	40/30	40/20	40/20
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	50/3	50/3	50/3	50/3	50/3	50/3
Режим измерения h-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	10	10	10	10	10	10
ток коллектора	$I_К$	мА		3	3	3	3	3
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...60	40...120	10...32	20...60	10...32	20...60
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	[illegible]	3	3	3	3	3
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	0	30	30	30	60	60
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	10	10	10	10	10	10
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	2000	2000	4500	4500	2000	2000
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	20	20	30	30	20	20
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	20	20	30	30	20	20
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	10	10	10	10	10	10
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	150	150	150	150	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−55	−55	−55	−55	−55	−55
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6
Тип перехода, технология изготовления			П n—p—n					
Конструкция (номер рисунка)			IV.36, г					
Основное назначение			Для усилителей и генераторов в диапазоне частот до 60 МГц					

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ301Е	КТ301Ж	ГТ305А	ГТ305Б	ГТ305В	КТ306А	КТ306Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	40/20	40/20	—	—	4/15	0,5/15	0,5/15
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	50/3	50/3	30/1,5	30/1,5	30/0,5	1/4	1/4
Режим измерения *h*-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	10	10	1	1	1	1	1
ток коллектора	$I_К$	мА	3	3	10	10	10	10	10
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	30	30
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	40...120	80...300	25...40	50...500	40...360	20...60	40...120
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	3	3	—	—	$5 \cdot 10^{-6}$	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	60	60	140	160	160	300	500
Емкость коллекторного перехода	$C_К$	пФ	10	10	7	7	5	5	5
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_К$	пс	2000	2000	500	500	300	2	—
Коэффициент шума	$K_Ш$	дБ	—	—	—	—	6	5	5
Максимально допустимые параметры:									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	20	20	15	15	15	15	15
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	20	20	15	15	15	10	10
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	10	10	40	40	40	30	30
импульсный ток коллектора	$I_{К\ и\ max}$	мА	—	—	100	100	100	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	150	150	75	75	75	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+60	+60	+60	+125	+125
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−55	−55	−55	−55	−55	−50	−50
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/мВт	0,6	0,6	0,8	0,8	0,8	—	—
Тип перехода, технология изготовления			П *n—p—n*		Д *p—n—p*			ЭП *n—p—n*	
Конструкция (номер рисунка)			IV.36, *г*		IV.36, *д*			IV.36, *е*	
Основное назначение			Для усилителей и генераторов в диапазоне частот до 60 МГц		Для усилителей и генераторов высокой частоты, устройств переключения				

Продолжение табл. IV.24

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КТ306В	КТ306Г	КТ306Д	ГТ308А	ГТ308Б	ГТ308В
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	0,5/15	0,5/15	0,5/15	5/15	5/15	5/15
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	1/4	1/4	1/4	50/2	50/2	50/2
Режим измерения *h*-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	1	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	10	10	10	5	5	5
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	30	30	30	30	30	30
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...100	40...200	30...150	20...75	50...120	80...200
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	$1 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	4,5	4,5	4,5
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	300	500	200	90	120	120
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	5	5	5	8	8	8
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	500	500	300	400	400	500
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	5	5	5	—	—	8
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	15	15	15	20	20	20
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	10	10	10	12	12	12
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	30	30	30	50	50	50
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	—	—	—	120	120	120
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	150	—	—	150	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+125	+125	+125	+70	+70	+70
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—50	—50	—50	—55	—55	—55
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	—	—	—	0,25	0,25	0,25
Тип перехода, технология изготовления			ЭП *n—p—n*			СД *p—n—p*		
Конструкция (номер рисунка)			IV.36, *е*			IV.36, *ж*		
Основное назначение			Для усилителей и генераторов высокой частоты, устройств переключения			Для усилителей, генераторов высокой частоты и импульсных устройств		

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			ГТ309А	ГТ309Б	ГТ309В	ГТ309Г	ГТ309Д	ГТ309Е
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	5/5	5/5	5/5	5/5	5/5	5/5
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	30/1,5	30/1,5	30/1,5	30/1,5	30/1,5	30/1,5
Режим измерения *h*-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	1	1	1	1	1	1
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	38	38	38	38	38	38
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...70	60...180	20...70	60...180	20...70	60...180
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	120	120	80	80	40	40
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	10	10	10	10	10	10
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	500	500	1000	1000	1000	1000
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	6	—	6	—	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	10	10	10	10	10	10
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	10	10	10	10	10	10
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	10	10	10	10	10	10
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	50	50	50	50	50	50
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+55	+55	+55	+55	+55	+55
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—40	—40	—40	—40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	1	1	1	1	1	1
Тип перехода, технология изготовления			СД *p—n—p*					
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *г*					
Основное назначение			Для усилителей, гетеродинов и преобразователей частоты в радиовещательных приемниках					

Продолжение табл. IV.24

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			ГТ310А	ГТ310Б	ГТ310В	ГТ310Г	ГТ310Д	ГТ310Е
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	5/5	5/5	5/5	5/5	5/5	5/5
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	—	—	—	—	—	—
Режим измерения *h*-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	1	1	1	1	1	1
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	38	38	38	38	38	38
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...70	60...180	20...70	60...180	20...70	60...180
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	3	3	3	3	3	3
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	160	160	120	120	80	80
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	4	4	5	5	5	5
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	300	300	300	300	500	500
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	3	3	4	4	4	4
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	12	12	12	12	12	12
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	10	10	10	10	10	10
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	10	10	10	10	10	10
импульсный ток коллектора	$I_{К\ и\ max}$	мА	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	20	20	20	20	20	20
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+55	+55	+55	+55	+55	+55
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—40	—40	—40	—40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/мВт	2	2	2	2	2	2
Тип перехода, технология изготовления			СД *p—n—p*					
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *в*					
Основное назначение			Для усилителей, гетеродинов и преобразователей частоты в радиовещательных приемниках					

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			ГТ311Е	ГТ311Ж	ГТ311И	КТ312А	КТ312Б	КТ312В
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	10/12	10/12	10/12	10/15	10/30	10/15
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	15/2	15/2	15/2	10/4	10/4	10/4
Режим измерения h-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	2	2	2
ток коллектора	$I_К$	мА	5	5	5	20	20	20
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	29	29	29	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	15...80	50...200	100...300	10...100	25...100	50...280
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	$1{,}5 \cdot 10^{-3}$	$1{,}5 \cdot 10^{-3}$	$1{,}5 \cdot 10^{-3}$	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	2	2	2	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	250	300	450	80	120	120
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	2,5	2,5	2,5	5	5	5
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	75	100	75	500	500	500
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	12	12	10	15	30	15
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	12	12	10	15	30	15
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	50	50	50	30	30	30
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	150	150	150	225	225	225
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+60	+60	+60	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—40	—40	—40	—40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	0,3	0,3	0,3	—	—	—
Тип перехода, технология изготовления			П *n—p—n*			ЭП *n—p—n*		
Конструкция (номер рисунка)			IV.36, *з*			IV.36, *и*		
Основное назначение			Для радиоприемной аппаратуры			Для видеоусилителей телевизионных приемников и устройств вычислительной техники		

Продолжение табл. IV.24

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора				
			ГТ313А	ГТ313Б	ГТ313В	КТ313А	КТ313Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	3/12	3/12	3/12	0,5/50	0,5/50
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	10/0,25	10/0,25	10/0,25	0,5/5	0,5/5
Режим измерения h-параметров							
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	10	10
ток коллектора	$I_К$	мА	5	5	5	1	1
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	30	30	30	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...250	20...250	30...170	30...120	80...300
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	$2{,}5\cdot10^{-3}$	$2{,}5\cdot10^{-3}$	$2{,}5\cdot10^{-3}$	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	5	5	5	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	300	450	—	—	—
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	2,5	2,5	2,5	12	12
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	75	75	40	120	120
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	7	—	—	—
Максимально допустимые параметры							
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	15	15	15	60	60
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	15	15	15	50	50
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	10	10	30	350	350
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	—	—	—	700	700
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	100	100	100	300	300
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+55	+55	+55	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—40	—40	—40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п,\,с}$	°С/мВт	—	—	—	0,33	0,33
Тип перехода, технология изготовления			СД $p—n—p$			ЭП $p—n—p$	
Конструкция (номер рисунка)			IV.36, з			IV.35, е	
Основное назначение			Для усилителей, гетеродинов и преобразователей в телевизионных и радиовещательных приемниках			Для усиления и генерирования колебаний ВЧ	

Продолжение табл. IV.24

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора							
			КТ315А	КТ315Б	КТ315В	КТ315Г	КТ315Д	КТ315Е	КТ315Ж	КТ315И
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	1/10	1/10	1/10	1/10	1/10	1/10	1/10	1/10
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	30/5	30/5	30/5	30/5	30/5	30/5	30/5	50/5
Режим измерения h-параметров										
напряжение коллектора	$U_К$	В	10	10	10	10	10	10	10	10
ток коллектора	$I_К$	мА	1	1	1	1	1	1	1	1
Выходное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	40	40	40	40	40	40	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...90	50...350	20...90	50...350	20...90	50...350	30...400	≥30
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	250	250	250	250	250	250	250	250
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	7	7	7	7	7	7	10	10
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	300	500	500	500	1000	1000	800	800
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры										
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	—	—	—	—	—	—	—	—
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	20	15	30	25	40	35	20	60
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	100	100	100	100	100	100	50	50
импульсный ток коллектора	$I_{К\ и\ max}$	мА	—	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	150	150	150	150	150	150	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+100	+100	+100	+100	+100	+100	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−55	−55	−55	−55	−55	−55	−55	−55
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/мВт	0,67	0,67	0,67	0,67	0,67	0,67	0,67	0,67
Тип перехода, технология изготовления			ЭП $n-p-n$							
Конструкция (номер рисунка)			IV.36, *к*							
Основное назначение			Для усилителей, гетеродинов и преобразователей телевизионных и радиовещательных приемников							

Продолжение табл. IV.24

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ316А	КТ316Б	КТ316В	КТ316Г	КТ316Д	ГТ320А	ГТ320Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	0,5/10	0,5/10	0,5/10	0,5/10	0,5/10	20/20	20/20
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	1/4	1/4	1/4	1/4	1/4	100/2	100/20
Режим измерения *h*-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	1	1	1	1	1
ток коллектора	$I_К$	мА	10	10	10	10	10	10	10
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	7	7
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...60	40...120	40...120	20...100	60...300	20...80	50...160
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	$1{,}2\cdot10^{-3}$	$1{,}2\cdot10^{-3}$
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	3	3
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	600	800	800	600	800	80	80
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	3	3	3	3	3	8	8
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	150	150	500	500
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	10	10	10	10	10	20	20
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	10	10	10	10	10	12	11
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	30	30	30	30	30	150	150
импульсный ток коллектора	$I_{К\ и\ max}$	мА	50	50	50	50	50	300	300
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	150	150	150	150	150	200	200
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+125	+125	+125	+125	+125	+70	+70
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−60	−60	−60	−60	−60	−55	−55
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/мВт	—	—	—	—	—	0,225	0,225
Тип перехода, технология изготовления			ЭП *n—p—n*					СД *p—n—p*	
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *е*					IV.36, *ж*	
Основное назначение			Для усилителей ВЧ					Для усилителей и генераторов ВЧ, импульсных устройств	

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			ГТ320В	ГТ321А	ГТ321Б	ГТ321В	ГТ321Г	ГТ321Д	ГТ321Е
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	20/20	500/60	500/60	500/60	500/45	500/45	500/45
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	100/2	—	—	—	—	—	—
Режим измерения h-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	3	3	3	3	3	3
ток коллектора	$I_К$	мА	10	500	500	500	500	500	500
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	7	—	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	80...260	20...60	40...120	80...200	20...60	40...120	80...200
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	$1{,}2\cdot10^{-3}$	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	3	—	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	80	60	60	60	60	60	60
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	8	80	80	80	80	80	80
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	600	600	600	600	600	600	600
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	20	60	60	60	45	45	45
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	9	50	50	50	40	40	40
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	150	200	200	200	200	200	200
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	300	2000	2000	2000	2000	2000	2000
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	200	160	160	160	160	160	160
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°C	+70	+60	+60	+60	+60	+60	+60
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°C	−55	−55	−55	−55	−55	−55	−55
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	0,225	0,25	0,25	0,25	0,25	0,25	0,25
Тип перехода, технология изготовления			СД $p-n-p$	К $p-n-p$					
Конструкция (номер рисунка)			IV,36, *ж*						
Основное назначение			Для усилителей и генераторов ВЧ, импульсных устройств						

Продолжение табл. IV.24

Параметр	Обозначение	Единица	ГТ322А	ГТ322Б	ГТ322В	КТ325А	КТ325Б	КТ325В	КТ326А	КТ326Б
			Тип транзистора							
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	4/10	4/10	4/10	0,5/15	0,5/15	0,5/15	0,5/20	0,5/20
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	—	—	—	1/4	1/4	1/4	0,1/4	0,1/4
Режим измерения h-параметров										
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5	2	2
ток коллектора	$I_К$	мА	1	1	1	10	10	10	10	10
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	34	34	34	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	30...100	50...100	20...120	30...90	70...210	160...400	20...70	45...160
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	$6 \cdot 10^{-5}$	$6 \cdot 10^{-5}$	$6 \cdot 10^{-5}$	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	1	1	1	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	80	80	80	800	800	1000	400	400
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	1,8	1,8	2,5	2,5	2,5	2,5	5	5
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	50	100	200	125	125	125	450	450
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	4	4	4	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры										
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	15	15	15	15	15	15	20	20
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	10	10	10	15	15	15	15	15
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	10	10	10	60	60	60	50	50
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	—	—	—	50	50	50	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	50	50	50	225	225	225	200	200
Максимальная температура окружающей среды	t_{max}	°С	+55	+55	+55	+125	+125	+125	+125	+125
Минимальная температура окружающей среды	t_{min}	°С	−40	−40	−40	−60	−60	−60	−60	−60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	0,7	0,7	0,7	—	—	—	0,6	0,6
Тип перехода, технология изготовления			СД $p-n-p$			ЭП $n-p-n$			ЭП $p-n-p$	
Конструкция (номер рисунка)			IV.36, *л*			IV.36, *н*			IV.35, *е*	
Основное назначение			Для усилителей высокой и промежуточной частот в радиовещательных приемниках			Для ВЧ и СВЧ усилителей и переключающих устройств				

Параметр	Обозначение	Единица	ГТ328А	ГТ328Б	ГТ328В	ГТ329А	ГТ329Б	ГТ329В	ГТ329Г
			Тип транзистора						
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	10/15	10/15	10/15	5/10	5/10	5/10	5/10
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	—	—	—	100/0,5	100/0,5	100/0,5	100/0,5
Режим измерения *h*-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	3	3	3	5	5	5	5
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...200	40...200	10...50	15...300	15...300	15...300	15...300
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	400	300	300	1200	1700	1000	1000
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	1,5	1,5	1,5	2	3	3	2
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	5	10	10	15	30	20	15
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	4	6	6	5
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	15	15	15	10	10	10	10
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	—	—	—	5	5	5	—
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	10	10	10	20	20	20	20
импульсный ток коллектора	$I_{К\ и\ max}$	мА	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	50	50	50	50	50	50	50
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+55	+55	+55	+60	+60	+60	+60
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−60	−60	−60	−60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/мВт	—	—	—	0,8	0,8	0,8	0,8
Тип перехода, технология изготовления			ЭП *p—n—p*			П *n—p—n*			
Конструкция (номер рисунка)			IV.36, *л*			IV.36, *р*			
Основное назначение			Для каскадов с АРУ метрового диапазона			Для входных цепей малошумящих радиоприемных устройств СВЧ			

Продолжение табл. IV.24

Параметр	Обозначение	Единица	ГТ330Д	ГТ330Ж	ГТ330И	КТ337А	КТ337Б	ГТ338А	ГТ338Б	ГТ338В
			Тип транзистора							
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	5/10	5/10	5/10	1/6	1/6	30/20	30/20	30/20
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	100/1,5	100/1,5	100/1,5	5/4	5/4	—	—	—
Режим измерения *h*-параметров										
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	0,3	0,3	—	—	—
ток коллектора	$I_К$	мА	5	5	5	10	10	—	—	—
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	80...400	30...400	10...400	30...70	—	—	—	—
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	500	1000	500	500	600	30	30	30
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	3	3	3	6	6	2	2	2
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	30	50	30	—	—	—	—	—
Коэффициент шума	$К_ш$	дБ	5	8	5	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры										
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	10	10	10	6	6	—	—	—
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	—	—	—	6	6	20	20	20
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	20	20	20	30	30	—	—	—
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	—	—	—	—	—	1000	1000	1000
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	50	50	50	150	150	100	100	100
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+55	+55	+55	+85	+85	+55	+55	+55
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−40	−40	−40	−40	−40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	1	1	1	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6
Тип перехода, технология изготовления			П *n—p—n*			ЭП *p—n—p*		СД *p—n—p*		
Конструкция (номер рисунка)			IV.36, *р*			IV.35, *к*		IV.36, *з*		
Основное назначение			Для приемно-усилительной аппаратуры СВЧ			Для усилителей и генераторов СВЧ, быстродействующих устройства переключения		Для устройств нано- и пикосекундной техники		

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ340А	КТ340Б	КТ340В	КТ340Д	ГТ341А	ГТ341Б	ГТ341В
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	1/15	1/20	1/15	1/20	5/10	5/10	5/10
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	—	—	—	—	50/0,5	50/0,5	50/0,5
Режим измерения *h*-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	2	1	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	10	10	20	10	1	1	1
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	100...300	≥100	≥35	≥40	15...300	15...300	15...300
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	300	300	300	300	1500	2000	1500
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	3,7	3,7	3,7	3,7	1	1	1
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	150	10	10	10
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	4,5	5,5	5,5
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	15	20	15	15	10	10	10
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	15	20	15	15	5	5	5
постоянный ток коллектора	$I_{К max}$	мА	50	50	50	50	10	10	10
импульсный ток коллектора	$I_{К\ и\ max}$	мА	—	75	200	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	150	150	150	150	35	35	35
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+60	+60	+60
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—10	—10	—10	—10	—40	—40	—40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/мВт	—	—	—	—	—	—	—
Тип перехода, технология изготовления			ЭП *n—p—n*				П *n—p—n*		
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *e*				IV.36, *p*		
Основное назначение			Для усилителей, генераторов и импульсных устройств				Для приемно-усилительной аппаратуры СВЧ		

Продолжение табл. IV.24

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КТ342А	КТ342Б	КТ342В	КТ343А	КТ343Б	КТ343В
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, *В	$I_{КБО}$	мкА	0,5/25	0,5/20	0,5/15	1/10	1/10	1/7
Обратный ток эмиттера при $U_Э$, *Б	$I_{ЭБО}$	мкА	30/5	30/5	30/5	—	—	—
Режим измерения *h*-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	0,3	0,3	0,3
ток коллектора	$I_К$	мА	1	1	1	10	10	10
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	100...250	200...500	400...1000	≥30	≥30	≥30
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	300	300	300	300	300	300
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	8	8	8	6	6	6
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	—	—	—	—	—	—
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	25	20	10	17	17	9
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	50	50	50	50	50	50
импульсный ток коллектора	$I_{К\ и\ max}$	мА	300	300	300	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	250	250	250	150	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+125	+125	+125	+150	+150	+150
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—60	—60	—60	—10	—10	—10
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/мВт	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
Тип перехода, технология изготовления			ЭП *n—p—n*			ЭП *p—n—p*		
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *е*			IV.35, *е*		
Основное назначение			Для импульсных устройств и генераторов			Для токовых ключей, каскадов стробирования, логических устройств		

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КТ345А	КТ345Б	КТ345В	ГТ346А	ГТ346Б	ГТ346В
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	1/20	1/20	1/20	10/15	10/15	10/15
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	1/4	1/4	1/4	100/0,3	100/0,3	100/0,3
Режим измерения *h*-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	1	10	10	10
ток коллектора	$I_К$	мА	100	100	100	2	2	2
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...60	50...85	70...105	≥10	≥10	≥15
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	350	350	350	700	550	550
Емкость коллекторного перехода	$C_К$	пФ	15	15	15	1,3	1,3	1,3
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_К$	пс	—	—	—	3	5,5	6
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	8	—	7
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	20	20	20	15	15	15
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	20	20	20	15	15	15
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	200	200	200	10	10	10
импульсный ток коллектора	$I_{К\ и\ max}$	мА	300	300	300	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	100	100	100	40	40	40
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+55	+55	+55
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−40	−40	−40
Общее тепловое сопротивление транзисторов	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/мВт	1,1	1,1	1,1	—	—	—
Тип перехода, технология изготовления			ЭП *p—n—p*			ЭП *p—n—p*		
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *и*			IV.36, *л*		
Основное назначение			Для быстродействующих импульсных устройств			Для селекторов телевизионных приемников		

8 9-38

Продолжение табл. IV.24

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ347А	КТ347Б	КТ347В	КТ349А	КТ349Б	КТ349В	КТ350А
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	1/15	1/9	1/6	1/10	1/10	1/10	1/10
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	10/4	10/4	10/4	1/4	1/4	1/4	10/4
Режим измерения h-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	0,3	0,3	0,3	1	1	1	1
ток коллектора	$I_К$	мА	10	10	10	10	10	10	500
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	30...400	30...400	50...400	20...80	40...160	120...300	20...200
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	500	500	500	300	300	300	300
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	6	6	6	6	6	6	70
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	15	9	6	20	20	20	20
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	15	9	6	15	15	15	15
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	50	50	50	—	—	—	—
импульсный ток коллектора	$I_{К\ и\ max}$	мА	110	110	110	40	40	40	600
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	150	150	150	200	200	200	200
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°C	+85	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°C	−40	−40	−40	−40	−40	−40	−40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°C/мВт	0,5	0,5	0,5	0,6	0,6	0,6	0,6
Тип перехода, технология изготовления			ЭП $p-n-p$			ЭП $p-n-p$			
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *е*			IV.35, *е*			
Основное назначение			Для быстродействующих импульсных устройств			Для усилителей считывания запоминающих устройств			

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ351А	КТ351Б	КТ352А	КТ352Б	КТ355А	КТ357А	КТ357Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	1/10	1/10	1/10	1/10	0,5/15	5/6	5/6
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	10/4	10/4	10/4	10/4	—	—	—
Режим измерения *h*-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	1	1	5	0,5	0,5
ток коллектора	$I_К$	мА	300	300	200	200	10	10	10
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	10	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...80	50...200	25...120	70...300	80...300	20...100	60...300
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	200	200	200	200	1500	300	300
Емкость коллекторного перехода	$C_К$	пФ	15	15	15	15	—	7	7
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_К$	пс	—	—	—	—	—	30	—
Коэффициент шума	$К_Ш$	дБ	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	20	20	20	20	15	6	6
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	15	15	15	15	15	6	6
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	—	—	—	—	60	40	40
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	400	400	200	200	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	200	200	200	200	225	100	100
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+150	+150	+125	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—10	—10	—55	—40	—40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	0,6	0,6	0,6	0,6	0,3	0,7	0,7
Тип перехода, технология изготовления			ЭП *p—n—p*				ЭП *n—p—n*	ЭП *p—n—p*	
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *и*				IV.36, *л*	IV.35, *к*	
Основное назначение			Для усилителей считывания запоминающих устройств				Для аппаратуры СВЧ	Для ключевых устройств	

Продолжение табл. IV.24

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ357В	КТ357Г	КТ358А	КТ358Б	КТ358В	КТ361А	КТ361Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	5/20	5/20	10/15	10/30	10/15	1/25	1/20
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	—	—	—	—	—	—	—
Режим измерения *h*-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	0,5	0,5	5,5	5,5	5,5	10	10
ток коллектора	$I_К$	мА	10	10	20	20	20	1	1
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...100	60...300	10...100	25...100	50...280	20...90	50...350
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—		—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	300	300	80	120	120	250	250
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	7	7	5	5	5	9	9
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	500	500	500	500	500
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	20	20	15	30	15	25	20
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	20	20	15	30	15	25	20
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	40	40	30	30	30	—	—
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	—	—	60	60	60	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	100	100	100	100	100	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—40	—40	—40	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	0,7	0,7	0,7	0,7	0,7	0,67	0,67
Тип перехода, технология изготовления			ЭП *p—n—p*		ЭП *n—p—n*			ЭП *p—n—p*	
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *к*		IV.35, *к*			IV.36, *к*	
Основное назначение			Для ключевых устройств		Для генераторов и импульсных устройств			Для усилителей ВЧ	

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ361В	КТ361Г	КТ361Д	КТ361Е	КТ361Ж	КТ361И	КТ361К
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	1/40	1/35	1/40	1/35	1/10	1/10	1/10
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	—	—	—	—	0,1/5	0,1/5	0,1/5
Режим измерения h-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	10	10	10	10	10	10	10
ток коллектора	$I_К$	мА	1	1	1	1	1	1	1
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	40	40	40
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...90	50...350	20...90	50...50	50...350	>250	50...350
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{21б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	250	250	250	250	250	250	250
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	7	7	7	7	9	9	9
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	1000	500	250	1000	1000	1000	500
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	40	35	40	35	10	15	60
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	40	35	40	35	10	15	60
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	—	—	—	—	50	50	50
импульсный ток коллектора	$I_{К\ и\ max}$	мА	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	150	150	150	150	150	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+100	+100	+100	+100	+100	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—60	—60	—60	—60	—60	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/мВт	0,67	0,67	0,67	0,67	0,67	0,67	0,67
Тип перехода, технология изготовления			ЭП $p—n—p$						
Конструкция (номер рисунка)			IV.36, *к*						
Основное назначение			Для усилителей ВЧ						

Продолжение табл. IV.24

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			ГТ362А	ГТ362Б	КТ363А	КТ363Б	КТ368А	КТ368Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	5/5	5/5	0,5/15	0,5/15	0,5/15	0,5/15
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	—	—	0,5/4	0,5/4	1/4	1/4
Режим измерения h-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	3	3	5	5	1	1
ток коллектора	$I_К$	мА	5	5	5	5	10	10
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	6	6
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	10...200	10...250	20...70	40...120	50...300	50...300
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	2400	2400	1200	1500	900	900
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	1	1	2	2	1,7	1,7
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	10	20	50	75	15	15
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	4,5	5,5	—	—	3,3	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	5	5	15	15	15	15
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	5	5	15	12	15	15
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	10	10	30	30	30	30
импульсный ток коллектора	$I_{К\ и\ max}$	мА	—	—	50	50	60	60
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	40	40	150	150	225	225
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+55	+55	+85	+85	+125	+125
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−40	−60	−60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/мВт	2	2	0,7	0,7	0,36	0,36
Тип перехода, технология изготовления			П n—p—n		ЭП p—n—p		ЭП n—p—n	
Конструкция (номер рисунка)			IV.36, р		IV.35, е		IV.36, л	
Основное назначение			Для приемно-усилительной аппаратуры СВЧ				Для входных каскадов УКВ	

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ372А	КТ372Б	КТ372В	КТ373А	КТ373Б	КТ373В	КТ373Г
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	0,5/15	0,5/15	0,5/15	0,05/30	0,05/25	0,05/10	0,05/60
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	20/3	20/3	20/3	30/5	30/5	30/5	30/5
Режим измерения h-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	5	5	5	1	1	1	1
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥10	≥10	≥10	100...250	200...600	500...1000	50...125
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	2400	3000	2400	300	300	300	300
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	1	1	1	8	8	8	8
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	9	9	9	200	300	700	200
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	3,5	5,5	5,5	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	15	15	15	—	—	—	—
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	15	15	15	30	25	10	60
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	10	10	10	50	50	50	50
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	—	—	—	200	200	200	200
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	50	50	50	150	150	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+125	+125	+125	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−60	−60	−60	−50	−50	−50	−50
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	1	1	1	0,6	0,6	0,6	0,6
Тип перехода, технология изготовления			ЭП $n-p-n$			ЭП $n-p-n$			
Конструкция (номер рисунка)			IV.36, *б*			IV.35, *и*			
Основное назначение			Для входных каскадов УКВ			Для усилителей ВЧ и устройств переключения			

Продолжение табл. IV.24

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КТ375А	КТ375Б	ГТ376А	КТ382А	КТ382Б	КТ399А
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	1/60	1/30	5/7	0,5/15	0,5/15	0,5/15
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	1/5	1/5	100/0,25	1/3	1/3	1/3
Режим измерения h-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	2	2	5	1	1	1
ток коллектора	$I_К$	мА	20	20	2	5	5	5
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	10	10	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	10...100	50...280	10...150	40...330	40...330	>40
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	—	—	1000	1800	1800	1800
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	5	5	1,2	2	2	1,7
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	300	300	15	15	15	8
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	3,5	3	4,5	2
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	60	30	7	15	15	15
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	60	60	7	10	10	15
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	100	100	10	20	20	20
импульсный ток коллектора	$I_{К\ и\ max}$	мА	200	200	—	40	40	40
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	200	200	35	100	100	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°C	+85	+85	+85	+125	+125	+125
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°C	—45	—45	—60	—60	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/мВт	0,5	0,5	—	0,83	0,83	—
Тип перехода, технология изготовления			ЭП $n-p-n$		ЭП $p-n-p$	ЭП $n-p-n$		
Конструкция (номер рисунка)			IV.36, *с*		IV.36, *л*	IV.36, *в*		IV.36, *л*
Общее назначение			Для усилительных и переключающих устройств ВЧ			Для выходных каскадов усилителей ВЧ		

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КТ3102А	КТ3102Б	КТ3102В	КТ3102Г	КТ3102Д	КТ3102Е
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	0,05/50	0,05/50	0,015/30	0,15/20	0,15/30	0,015/20
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	10/5	10/5	10/5	10/5	10/5	10/5
Режим измерения h-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	2	2	2	2	2	2
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	100...250	200...500	200...500	400...1000	200...500	400...1000
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	—	—	—	—	—	—
Емкость коллекторного перехода	$C_К$	Ф	6	6	6	6	6	6
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_К$	пс	100	100	100	100	100	100
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	10	10	10	10	100	4
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	50	50	30	20	30	50
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	50	50	30	20	30	50
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	100	100	100	100	100	100
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	200	200	200	200	200	200
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	250	250	250	250	250	250
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−40	−40	−40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4
Тип перехода, технология изготовления			ЭП $n-p-n$					
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *е*					
Основное назначение			Для усилительных и генераторных устройств ВЧ					

Продолжение табл. IV.24

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ3107А	КТ3107Б	КТ3107В	КТ3107Г	КТ3107Д	КТ3107Е	КТ3107Ж
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	0,1/20	0,1/20	0,1/20	0,1/20	0,1/20	0,1/20	0,1/20
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	0,1/5	0,1/5	0,1/5	0,1/5	0,1/5	0,1/5	0,1/5
Режим измерения *h*-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	2	2	2	2	2	2	2
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом		—	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	70...140	120...220	70...140	120...220	180...460	120...220	130...460
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	200	200	200	200	200	200	200
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	7	7	7	7	7	7	7
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—	—
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	10	10	10	10	10	4	4
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	5	50	30	30	30	25	25
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	45	45	25	25	25	20	20
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	100	100	100	100	100	100	100
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	200	200	200	200	200	200	200
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	300	300	300	300	300	300	300
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+125	+125	+125	+125	+125	+125	+125
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−60	−60	−60	−60	−60	−60	−60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{T\,п.\,с}$	°С/мВт	0,42	0,42	0,42	0,42	0,42	0,42	0,42
Тип перехода, технология изготовления			ЭП *p—n—p*						
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *и*						
Основное назначение			Для усилительных, генераторных и переключающих устройств						

Продолжение табл. IV.24

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора			
			КТ3107И	КТ3107К	КТ3107Л	КТ3108А
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	0,1/20	0,1/20	0,1/20	0,2/60
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	0,1/5	0,1/5	0,1/5	0,1/5
Режим измерения *h*-параметров						
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	1
ток коллектора	$I_К$	мА	2	2	2	10
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	180...460	380...800	380...800	50...150
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	200	200	200	250
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	7	7	7	5
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	250
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	10	10	4	6
Максимально допустимые параметры						
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	50	30	25	60
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	45	25	20	60
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	100	100	100	200
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	200	200	200	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	300	300	300	300
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+125	+125	+125	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−60	−60	−60	−40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/мВт	0,42	0,42	0,42	0,5
Тип перехода, технология изготовления			ЭП *p—n—p*			ЭП *p—n—p*
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *и*			IV.35, *е*
Основное назначение			Для усилительных, генераторных и переключающих устройств			Для логарифмических и линейных усилительных устройств

Продолжение табл. IV.24

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзисторов				
			КТ3108Б	КТ3108В	КТ3109А	КТ3109Б	КТ3109В
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	0,2/45	0,2/45	0,1/20	0,1/20	0,1/20
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	0,1/5	0,1/5	10/2	10/2	10/2
Режим измерения h-параметров							
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	10	10	10
ток коллектора	$I_К$	мА	10	10	10	10	10
Входное сопротивление	$h_{11б}$	Ом	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	50...150	100...300	>15	>15	>15
Коэффициент обратной связи	$h_{12б}$	—	—	—	—	—	—
Выходная полная проводимость	$h_{22б}$	мкСм	—	—	—	—	—
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	250	300	800	800	600
Емкость коллекторного перехода	$C_К$	пФ	5	5	1	1	1
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_К$	пс	250	250	6	10	10
Коэффициент шума	$K_Ш$	дБ	6	6	6	7	8
Максимально допустимые параметры							
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	45	45	30	25	25
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	45	45	25	20	20
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	200	200	50	50	50
импульсный ток коллектора	$I_{К\,и\,max}$	мА	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	мВт	300	300	170	170	170
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−45	−45	−45
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п,\,с}$	°С/мВт	0,5	0,5	0,65	0,65	0,65
Тип перехода, технология изготовления			ЭП p—n—p		ЭП p—n—p		
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *е*		IV.37, *б*		
Основное назначение			Для логарифмических и линейных усилительных устройств		Для селекторных устройств каналов метрового и дециметрового диапазонов		

* Числитель дроби — ток, знаменатель — напряжение.
П — планарная, ЭП — эпитаксиально-планарная, Д — диффузионная, СД — сплавно-диффузионная, К — конверсионная, ЭСД — эпитаксиально-сплавно-диффузионная технология изготовления переходов.

Таблица IV.25. **Основные параметры** транзисторов средней мощности низкочастотных

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			П302	П303	П303А	П304	П306	П306А
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	100/35	100/60	100/60	100/60	100/60	100/60
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	—	—	—	—	—	—
Режим измерения *h*-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	10	10	10	10	10	10
ток коллектора	$I_К$	мА	120	120	120	60	100	50
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	10	≥6	≥6	≥5	7...25	5...35
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	кГц	200	100	100	50	50	50
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	35	60	60	80	60	80
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	35	60	60	80	60	80
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ max}$	В	6	10	2,5	10	6	4
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	А	0,5	0,5	0,5	0,5	0,4	0,4
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	А	0,2	0,2	0,2	0,2	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	1	1	1	1	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	7	10	10	10	10	10
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+120	+120	+120	+120	+120	+120
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—60	—60	—60	—60	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/Вт	100	100	100	100	100	100
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.\ к}$	°С/Вт	10	10	10	10	10	10
Тип перехода, материал			*p—n—p*, кремний				*p—n—p*, кремний	
Конструкция (номер рисунка)			IV.38, *б*				IV.38, *б*	
Основное назначение			Для усилителей мощности ЗЧ переключателей и преобразователей напряжения и тока				Для усилителей мощности ЗЧ, преобразователей напряжения и тока	

Продолжение табл. IV.25

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			ГТ402А	ГТ402Б	ГТ402В	ГТ402Г	ГТ403А	ГТ403Б	ГТ403В
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	20/10	20/10	20/10	20/10	50/45	50/45	50/60
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	—	—	—	—	50/20	50/20	50/20
Режим измерения *h*-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	1	1	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	3	3	3	3	100	100	100
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	30...80	60...150	30...80	60...150	20...60	50...150	20...60
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	кГц	1000	1000	1000	1000	8	8	8
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	—	—	—	—	45	45	60
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	25	25	40	40	30	30	45
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	0,35	0,35	0,35	0,35	20	20	20
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	0,5	0,5	0,5	0,5	1,25	1,25	1,25
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	—	—	—	—	0,4	0,4	0,4
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{T\,max}$	Вт	—	—	—	—	4	4	5
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°C	+55	+55	+55	+55	+70	+70	+70
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°C	—40	—40	—40	—40	—55	—55	—55
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°C/Вт	100	100	100	100	100	100	100
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.\,к}$	°C/Вт	—	—	—	—	15	15	12
Тип перехода, материал			*p—n—p*, германий						
Конструкция (номер рисунка)			IV.38, *в*				IV.38, *г*		
Основное назначение			Для выходных каскадов УЗЧ радиовещательных приемников				Для выходных каскадов УЗЧ, устройств переключения, преобразователей и стабилизаторов напряжения и тока		

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			ГТ403Г	ГТ403Д	ГТ403Е	ГТ403Ж	ГТ403И	ГТ403Ю
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	50/60	50/60	50/60	40/80	70/80	50/45
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	50/20	50/20	50/20	70/20	70/20	50/20
Режим измерения h-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	1	5	1	5
ток коллектора	$I_К$	мА	100	100	450	100	450	100
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	50...150	50...150	>30	20...60	>30	30...60
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	кГц	8	8	8	8	8	8
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	60	50	60	80	80	45
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	45	45	45	60	60	30
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	20	30	20	20	20	20
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	1,25	1,25	1,25	1,25	1,25	1,25
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	4	4	5	4	4	4
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°C	+70	+70	+70	+70	+70	+70
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°C	—55	—55	—55	—55	—55	—55
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°C/Вт	100	100	100	100	100	100
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.\,к}$	°C/Вт	15	15	12	15	15	15
Тип перехода, материал			*p—n—p*, германий					
Конструкция (номер рисунка)			IV.38, *г*					
Основное назначение			Для выходных каскадов УЗЧ, устройств переключения, преобразователей и стабилизаторов напряжения и тока					

Продолжение табл. IV.25

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора			
			ГТ404А	ГТ404Б	ГТ404В	ГТ404Г
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	25/10	25/10	25/10	25/10
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	25/10	25/10	25/10	25/10
Режим измерения *h*-параметров						
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	1	1
ток коллектора	$I_К$	мА	3	3	3	3
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	30...80	60..150	30...80	60..150
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	кГц	1000	1000	1000	1000
Максимально допустимые параметры						
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	—	—	—	—
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	25	25	40	40
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ max}$	В	0,3	0,3	0,3	0,3
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	А	0,5	0,5	0,5	0,5
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	А	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	0,6	0,6	0,6	0,6
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{T\ max}$	Вт	—	—	—	—
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+55	+55	+55	+55
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—40	—40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{T\ п.\ с}$	°С/Вт	100	100	100	100
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{T\ п.\ к}$	°С/Вт	15	—	—	—
Тип перехода, материал			*n—p—n*, германий			
Конструкция (номер рисунка)			IV.38, *в*			
Основное назначение			Для выходных каскадов УЗЧ радиовещательных приемников			

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора			
			ГТ405А	ГТ405Б	ГТ405В	ГТ405Г
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мкА	25/10	25/10	25/10	25/10
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	—	—	—	—
Режим измерения h-параметров						
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	1	1
ток коллектора	$I_К$	мА	3	3	3	3
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	30...80	60...150	30...80	60...150
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	кГц	1000	1000	1000	1000
Максимально допустимые параметры						
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	—	—	—	—
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	25	25	40	40
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	0,35	0,35	0,35	0,35
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	0,5	0,5	0,5	0,5
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	0,6	0,6	0,6	0,6
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	—	—	—	—
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+55	+55	+55	+55
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/Вт	100	100	100	100
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.\,к}$	°С/Вт	—	—	—	—
Тип перехода, материал			*p—n—p*, германий			
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *ж*			
Основное назначение			Для выходных каскадов УЗЧ			

* Числитель дроби — ток, знаменатель — напряжение.

Таблица IV.26. **Основные параметры транзисторов средней мощности среднечастотных**

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора				
			П601И	П601АИ	П601БИ	П602И	П602АИ
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мА	0,2/10	0,1/10	0,13/10	0,1/10	0,13/10
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мА	1/0,5	1/0,5	1/0,5	1/0,5	1/0,5
Режим измерения h-параметров							
напряжение коллектора	$U_К$	В	3	3	3	3	3
ток коллектора	$I_К$	А	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	> 20	40 ... 100	80...200	40...100	80...200
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	20	20	20	30	30
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	170	170	170	170	170
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	750	750	750	750	750
Максимально допустимые параметры							
постоянное напряжение коллектор—база	$U_{КБ\ max}$	В	25	30	30	30	25
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	25	30	30	30	25
постоянное напряжение эмиттер—база	$U_{ЭБ\ max}$	В	0,7	0,7	0,7	0,7	0,7
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	А	—	—	—	—	—
импульсный ток коллектора	$I_{К.\ и\ max}$	А	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	А	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	3	3	3	3	3
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+70	+70	+70	+70	+70
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−60	−60	−60	−60	−60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/Вт	50	50	50	50	50
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.\ к}$	°С/Вт	15	15	15	15	15
Тип перехода, материал				$p-n-p$, германий			
Конструкция (номер рисунка)				IV. 38, д			
Основное назначение				Для усилителей, импульсных и переключающих устройств			

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			П605	П605А	П606	П606А	П701	П701А	П701Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мА	2/45	2/45	2/35	2/35	0,1/40	0,1/60	0,1/40
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мА	1/1	1/1	1/0,5	1/0,5	3/3	3/3	3/3
Режим измерения *h*-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	3	3	3	3	10	10	10
ток коллектора	$I_К$	А	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,2	0,2
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...60	50...120	20...60	50...120	10...40	15...60	30...100
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	—	—	30	30	12,5	13,5	12,5
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	130	130	130	130	—	—	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	500	500	500	500	8500	8500	8500
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор—база	$U_{КБ\ max}$	В	45	45	35	35	40	60	40
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	40	40	25	25	40	60	40
постоянное напряжение эмиттер—база	$U_{ЭБ\ max}$	В	1	1	0,5	0,5	2	2	2
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	А	—	—	—	—	0,5	0,5	0,5
импульсный ток коллектора	$I_{К.\ и\ max}$	А	1,5	1,5	1,5	1,5	1	1	1
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	А	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	0,5	0,5	0,5	0,5	1	1	1
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	3	3	3	3	10	10	10
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+70	+70	+70	+70	+100	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—60	—60	—60	—60	—60	—60	—55
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/Вт	50	50	50	50	85	85	85
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.\ к}$	°С/Вт	15	15	15	15	10	10	10
Тип перехода, материал			*p — n — p*, германий				*n — p — n*, кремний		
Конструкция (номер рисунка)			IV.38, *д*				IV.38, *е*		
Основное назначение			Для усилителей, генераторов и импульсных устройств в диапазоне частот до 30 МГц				Для усилителей и генераторов, устройств переключения		

Продолжение табл. IV.26

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора				
			КТ501А	КТ501Б	КТ501В	КТ501Г	КТ501Д
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мА	1/15*2	1/15	1/15	1/30	1/30
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мА	1/10*2	1/10	1/10	1/10	1/10
Режим измерения h-параметров							
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	1	1	1
ток коллектора	$I_К$	А	0,03	0,03	0,03	0,03	0,03
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...60	40...120	80...240	20...60	40...120
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	5	5	5	5	5
Емкость коллекторного перехода	$C_К$	пФ	50	50	50	50	50
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_К$	пс	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры							
постоянное напряжение коллектор—база	$U_{КБ\ max}$	В	15	15	15	30	30
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	15	15	15	30	30
постоянное напряжение эмиттер—база	$U_{ЭБ\ max}$	В	10	10	10	10	10
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	А	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3
импульсный ток коллектора	$I_{К.\ и\ max}$	А	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	А	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	—	—	—	—	—
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+125	+125	+125	+125	+125
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—60	—60	—60	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.\ к}$	°С/Вт	—	—	—	—	—
Тип перехода, материал			$p-n-p$, кремний				
Конструкция (номер рисунка)			IV.37, *а*				
Основное назначение			Для УЗЧ, операционных и дифференциальных усилителей, импульсных устройств				

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КТ501Е	КТ501Ж	КТ501И	КТ501К	КТ501Л	КТ501М
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мА	1/30	1/45	1/45	1/45	1,60	1/60
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мА	1/10	1/20	1/20	1/20	1/20	1/20
Режим измерения *h*-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	1	1	1	1
ток коллектора	$I_К$	А	0,03	0,03	0,03	0,03	0,03	0,03
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	80...240	20...60	40...120	80...240	20...60	40...120
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	5	5	5	5	5	5
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	50	50	50	50	50	50
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор—база	$U_{КБ\,max}$	В	30	45	45	45	60	60
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	30	45	45	45	60	60
постоянное напряжение эмиттер—база	$U_{ЭБ\,max}$	В	10	20	20	20	20	20
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3
импульсный ток коллектора	$I_{К.\,и\,max}$	А	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{T\,max}$	Вт	—	—	—	—	—	—
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+125	+125	+125	+125	+125	+125
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—60	—60	—60	—60	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{T\,п.\,с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{T\,п.\,к}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—
Тип перехода, материал			*p — n — p*, кремний					
Конструкция (номер рисунка)			IV.37, *а*					
Основное назначение			Для УЗЧ, операционных и дифференциальных усилителей, импульсных устройств					

Продолжение табл. IV.26

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КТ502А	КТ502Б	КТ502В	КТ502Г	КТ502Д	КТ502Е
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мА	1/40 **	1/40	1/60	1/60	1/80	1/90
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мА	—	—	—	—	—	—
Режим измерения h-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	А	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	40...120	80...240	40...120	80...240	40...120	40...120
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	5	5	5	5	5	5
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	20	20	30	20	20	20
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор—база	$U_{КБ\,max}$	В	40	40	60	60	80	90
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	—	—	—	—	—	—
постоянное напряжение эмиттер—база	$U_{ЭБ\,max}$	В	5	5	5	5	5	5
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15
импульсный ток коллектора	$I_{К.\,и\,max}$	А	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	—	—	—	—	—	—
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—40	—40	—40	—40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.\,к}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—
Тип перехода, материал			$p-n-p$, кремний					
Конструкция (номер рисунка)			IV.36, *а*					
Основное назначение			Для УЗЧ, операционных и дифференциальных усилителей, импульсных устройств					

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КТ503А	КТ503Б	КТ503В	КТ503Г	КТ503Д	КТ503Е
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*	$I_{КБО}$	мА	1/40 [**]	1/40	1/60	1/60	1/80	1/100
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мА	—	—	—	—	—	—
Режим измерения h-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	А	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	40...120	80...240	40...120	80...240	40...120	40...120
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	5	5	5	5	5	6
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	20	20	20	20	20	20
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор—база	$U_{КБ\,max}$	В	40	40	60	60	80	100
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	—	—	—	—	—	—
постоянное напряжение эмиттер—база	$U_{ЭБ\,max}$	В	5	5	5	5	5	5
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15
импульсный ток коллектора	$I_{К.и\,max}$	А	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	—	—	—	—	—	—
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−40	−40	−40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.к}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—
Тип перехода, материал			$n-p-n$, кремний					
Конструкция (номер рисунка)			IV.36, *а*					
Основное назначение			Для УЗЧ, операционных и дифференциальных усилителей, преобразователей и импульсных устройств					

* Числитель дроби — ток, знаменатель — напряжение.
** Для транзисторов КТ501, КТ502, КТ503 ток $I_{КБО}$, $I_{ЭБО}$ в микроамперах (мкА).

Таблица IV.27 **Основные параметры транзисторов средней мощности высокочастотных**

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КТ601А	КТ602А	КТ602Б	КТ603А	КТ603Б	КТ603В
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мкА	—	70/120	70/120	10/30	10/30	5/15
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*	$I_{ЭБО}$	мкА	100/2	50/5	50/5	3/3	3/3	3/3
Режим измерения h-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	20	10	10	2	2	2
ток коллектора	$I_К$	мА	10	10	10	150	150	150
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥16	20...80	≥50	10...80	≥60	10...80
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	40	150	150	200	200	200
Емкость коллекторного перехода	$C_К$	пФ	15	4	4	15	15	15
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_К$	пс	600	300	300	400	400	400
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор—база	$U_{КБ\ max}$	В	100	120	120	30	30	15
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	100	100	100	30	30	15
постоянное напряжение эмиттер—база	$U_{ЭБ\ max}$	В	2	5	5	3	3	3
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	30	75	75	300	300	300
импульсный ток коллектора	$I_{К.\ и\ max}$	мА	—	500	500	600	600	600
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	мА	30	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	0,25	0,85	0,85	0,5	0,5	0,5
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	0,5	2,8	2,8	—	—	—
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—40	—40	—40	—40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/Вт	250	150	150	200	200	200
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.\ к}$	°С/Вт	—	45	45	—	—	—
Тип перехода, технология изготовления			Д $n-p-n$	П $n-p-n$		ЭП $n-p-n$		
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, д	IV.39, б		IV.35, д		
Основное назначение			Для усилителей и генераторов радиовещательных и телевизионных приемников			Для усилителей и генераторов ВЧ, устройств переключения		

Продолжение табл. IV.27

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ603Г	КТ603Д	КТ603Е	КТ604А	КТ604Б	КТ605А	КТ605Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*1	$I_{КБО}$	мкА	5/15	1/10	1/10	—	—	—	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*1	$I_{ЭБО}$	мкА	3/3	3/3	3/3	50/5	50/5	50/5	50/5
Режим измерения h-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	2	2	2	40	40	40	40
ток коллектора	$I_К$	мА	150	150	150	20	20	20	20
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥60	20...80	60...200	10...40	30...120	10...40	30...120
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	200	200	200	40	40	40	40
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	15	15	15	7	7	7	7
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	400	400	400	—	—	250	250
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор—база	$U_{КБ\ max}$	В	15	10	10	300	300	300	300
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	15	10	10	250	250	250	250
постоянное напряжение эмиттер—база	$U_{ЭБ\ max}$	В	3	3	3	5	5	5	5
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	300	300	300	200	200	100	100
импульсный ток коллектора	$I_{К.\ и\ max}$	мА	600	600	600	—	—	200	200
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	мА	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	0,5	0,5	0,5	0,8	0,8	0,4	0,4
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	—	—	—	3	3	—	—
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+100	+100	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−40	−40	−40	−40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/Вт	200	200	200	150	150	300	300
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т.\ п.\ к}$	°С/Вт	—	—	—	40	40	—	—
Тип перехода, технология изготовления			ЭП $n-p-n$			МП $n-p-n$			
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *д*			IV.39, *б*		IV.35, *д*	
Основное назначение			Для усилителей и генераторов ВЧ, устройств переключения			Для видеоусилителей и генераторов разверток телевизионных приемников			

Продолжение табл. IV.27

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора: КТ606А	КТ606Б	КТ608А	КТ608Б	П607	П607А
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В[*1]	$I_{КБО}$	мкА	—	—	10/60	10/60	300/30	300/30
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В[*1]	$I_{ЭБО}$	мкА	300/4	300/4	10/4	10/4	500/1,5	500/1,5
Режим измерения h-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	10	10	5	5	3	3
ток коллектора	$I_К$	мА	100	100	200	200	250	350
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	>3,5[*2]	>3[*2]	20...80	40...160	20...80	60...200
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	350	350	200	200	60	60
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	10	10	15	15	50	50
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	0,01	0,012	—	—	500	500
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	—	—	60	60	30	30
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	60	60	60	60	25	25
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ max}$	В	4	4	4	4	1,5	1,5
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	400	400	400	400	300	300
импульсный ток коллектора	$I_{К.\ и\ max}$	мА	800	800	800	800	600	600
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	мА	100	100	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	2,5	2,5	0,5	0,5	1,5	1,5
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	—	—	—	—	—	—
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+60	+60
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−45	−45	−60	−60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/Вт	—	—	200	200	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.\ к}$	°С/Вт	44	44	—	—	15	15
Тип перехода, технология изготовления			ЭП $n-p-n$		ЭП $n-p-n$		К $p-n-p$	
Конструкция (номер рисунка)			IV.41, д		IV.35, д		IV.39, в	
Основное назначение			Для усилителей и генераторов СВЧ				Для генераторов КВ и УКВ, импульсных устройств	

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			П608	П608А	П608Б	П609	П609А	П609Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*1	$I_{КБО}$	мкА	300/30	300/30	500/50	300/30	300/30	500/50
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*1	$I_{ЭБО}$	мкА	500/1,5	500/1,5	500/1,5	500/1,5	500/1,5	500/1,5
Режим измерения *h*-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	3	3	3	3	3	3
ток коллектора	$I_К$	мА	250	250	250	250	250	250
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	40...120	80...240	40...120	40...120	80...240	80...240
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	90	90	90	120	120	120
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	50	50	50	50	50	50
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	500	500	500	500	500	500
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	30	30	30	30	30	50
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	25	25	40	25	25	40
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ max}$	В	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	300	300	300	300	300	300
импульсный ток коллектора	$I_{К.\ и\ max}$	мА	600	600	600	600	600	600
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	мА	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	—	—	—	—	—	—
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+60	+60	+60	+60	+60	+60
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—60	—60	—60	—60	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.\ к}$	°С/Вт	15	15	15	15	15	15
Тип перехода, технология изготовления			К *p — n — p*					
Конструкция (номер рисунка)			IV.39, *в*					
Основное назначение			Для генераторов КВ и УКВ, импульсных устройств					

Продолжение табл. IV.27

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КТ610А	КТ610Б	КТ611А	КТ611Б	КТ611В	КТ611Г
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мкА	500/20	500/20	—	—	—	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мкА	100/4	100/4	100/3	100/3	100/3	100/3
Режим измерения h-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	10	10	40	40	40	40
ток коллектора	$I_К$	мА	150	150	20	20	20	20
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	50...300	20...300	10...40	30...120	10...40	30...120
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	1000	700	60	60	60	60
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	4,1	4,1	5	5	5	5
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	55	22	200	200	200	200
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	—	—	200	200	180	180
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	26	26	180	180	150	150
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	4	4	3	3	3	3
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	300	300	100	100	100	100
импульсный ток коллектора	$I_{К.\,и\,max}$	мА	—	—	—	—	—	—
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	мА	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	1,5	1,5	0,8	0,8	0,8	0,8
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	—	—	3	3	3	3
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+100	+100	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—45	—45	—25	—25	—25	—25
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/Вт	—	—	150	150	150	150
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.\,к}$	°С/Вт	—	—	40	40	40	40
Тип перехода, технология изготовления			ЭП $n-p-n$		П $n-p-n$			
Конструкция (номер рисунка)			IV.39, е		IV.39, б			
Основное назначение			Для усилителей и генераторов СВЧ		Для усилителей напряжения, ключевых и релаксационных устройств			

Продолжение табл. IV.27

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КТ616А	КТ616Б	КТ617А	КТ618А	КТ620А	КТ620Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*¹	$I_{КБО}$	мкА	5/10	5/10	15/30	—	5/50	5/50
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*¹	$I_{ЭБО}$	мкА	15/4	15/4	15/4	100/5	—	—
Режим измерения *h*-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	2	40	10	5
ток коллектора	$I_К$	мА	500	500	400	1	10	200
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥40	≥25	≥30	≥30	≥100	30...100
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	200	200	150	40	—	—
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	15	15	15	7	—	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	120	—	—	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	20	20	30	300	50	50
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	20	20	20	250	50	40
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ max}$	В	4	4	4	5	3	4
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	400	400	400	100	—	—
импульсный ток коллектора	$I_{К.\ и\ max}$	мА	600	600	600	—	—	—
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	мА	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	0,3	0,3	0,5	0,5	0,225	0,500
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	—	—	—	—	—	—
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—40	—40	—55	—55
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/Вт	260	260	215	200	400	150
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.\ к}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—
Тип перехода, технология изготовления			ЭП *n — p — n*		ЭП *n — p — n*		ЭП *p — n — p*	
Конструкция (номер рисунка)			IV.35, *е*		IV.39, *а*		IV.35, *д*	
Основное назначение			Для импульсных устройств		Для вычислительных машин		Для импульсных устройств	

Продолжение табл. IV.27

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ626А	КТ626Б	КТ626В	КТ626Г	КТ626Д	КТ630А	КТ630Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В[*1]	$I_{КБО}$	мкА	10/30	150/30	150/30	150/20	150/20	—	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В[*1]	$I_{ЭБО}$	мкА	10/4	300/4	300/4	300/4	300/4	0,1/5	0,1/5
Режим измерения *h*-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	2	2	2	2	2	10	10
ток коллектора	$I_К$	мА	150	150	150	150	150	150	150
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	40...250	30...100	15...45	15...60	40...250	40...120	80...240
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	45	75	45	45	45	50	50
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	150	150	150	150	150	15	15
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	500	500	500	500	500	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	45	60	80	20	20	120	120
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	—	—	—	—	—	120	120
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	—	—	—	—	—	7	7
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	мА	500	500	500	500	500	1000	1000
импульсный ток коллектора	$I_{К.\,и\,max}$	мА	1500	1500	1500	1500	1500	2000	2000
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	мА	—	—	—	—	—	200	200
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	0,8	0,8
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	6,5	6,5	6,5	6,5	6,5	—	—
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−40	−40	−40	−40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.\,к}$	°С/Вт	10	10	10	10	10	—	—
Тип перехода, технология изготовления			ЭП $p-n-p$					П $n-p-n$	
Конструкция (номер рисунка)			IV.38, *ж*					IV.39, *а*	
Основное назначение			Для усилителей коротковолнового диапазона и переключающих устройств					Для усилительных и импульсных устройств	

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КТ630В	КТ630Г	КТ630Д	КТ630Е	КТ633Б	КТ635Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В[*1]	$I_{КБО}$	мкА	—	—	—	—	10/30	10/60
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В[*1]	$I_{ЭБО}$	мкА	0,1/5	0,1/5	0,1/5	0,1/5	10/4,5	10/5
Режим измерения h-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	10	10	10	10	1	1
ток коллектора	$I_К$	мА	150	150	150	150	10	500
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	40...120	40...120	80...240	160...480	20...160	20...150
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	50	50	50	50	—	250
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	15	15	15	15	4,5	10
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	10	25
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	150	100	60	60	30	60
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	150	100	60	60	—	60
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ max}$	В	7	7	7	7	4,5	5
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	мА	1000	1000	1000	1000	200	1000
импульсный ток коллектора	$I_{К.\ и\ max}$	мА	2000	2000	2000	2000	500	1200
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	мА	200	200	200	200	120	2—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	0,8	0,8	0,8	0,8	1,2	0,5
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	—	—	—	—	—	—
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+83
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—40	—40	—45	—45
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/Вт	—	—	—	—	347	190
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.\ к}$	°С/Вт	—	—	—	—	104	63
Тип перехода, технология изготовления			П $n-p-n$				ЭП $n-p-n$	
Конструкция (номер рисунка)			IV.39, *а*					
Основное назначение			Для усилительных и импульсных устройств					

Д — диффузионная, К — конверсионная, П — планарная, МП — меза-планарная, ЭП — эпитаксиально-планарная технология изготовления переходов.

[*1] Числитель дроби — ток, знаменатель — напряжение.

[*2] **Модуль коэффициента передачи тока на частоте 100 МГц.**

Таблица IV.28. Основные параметры транзисторов большой мощности низкочастотных

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			П213	П213А	П213Б	П214	П214А	П214Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мА	0,15/45	1/45	1/45	0,3/60	0,3/60	[illegible]
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мА	0,3/15	0,4/10	0,4/10	0,3/15	0,3/15	0,3/15
Режим измерения *h*-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	[illegible]	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	А	1	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	20...50	≥20	≥40	20...60	50...150	20...150
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	кГц	150	150	150	150	150	150
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	45	45	45	60	60	60
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КБ\ max}$	В	40	30	30	55	55	55
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ max}$	В	15	10	10	15	15	15
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	А	[illegible]	5	5	5	5	5
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	А	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	11,5	10	10	10	10	11,5
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+70	+70	+70	+70	+70	+70
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−60	−60	−60	−60	−60	−60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.с}$	°С/Вт	35	35	35	35	35	35
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.к}$	°С/Вт	3,5	4	4	4	4	3,5
Тип перехода, материал			*p—n—p*, германий					
Конструкция (номер рисунка)			IV,40, б					
Основное назначение			Для выходных каскадов УЗЧ, преобразователей и стабилизаторов напряжения, переключающих устройств					

Продолжение табл. IV.28

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			П214В	П214Г	П215	П216	П216А	П216Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*1	$I_{КБО}$	мА	1,5/60	1,5/60	0,3/80	0,5/40	0,5/40	1,5/35
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*1	$I_{ЭБО}$	мА	0,4/10	0,4/10	0,3/15	0,4/15	0,4/15	0,75/15
Режим измерения *h*-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	0,75	5	3
ток коллектора	$I_К$	А	0,2	0,2	0,2	4	1	2
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	⩾20	—*2	20...150	18...35	20...80	⩾10
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	кГц	150	150	150	100	100	100
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	60	60	80	40	40	35
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	55	55	70	40	40	35
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	10	10	15	15	15	15
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	5	5	5	7,5	7,5	7,5
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	0,5	0,5	0,5	0,75	0,75	0,75
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	10	10	10	30	30	24
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+70	+70	+70	+70	+70	+70
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−60	−60	−60	−60	−60	−60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.с}$	°С/Вт	35	35	35	—	—	35
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.к}$	°С/Вт	4	4	4	2	2	2,5
Тип перехода, материал			*p—n—p*, германий					
Конструкция (номер рисунка)			IV.40, *б*					
Основное назначение			Для выходных каскадов УЗЧ, преобразователей и стабилизаторов напряжения, переключающих устройств			Для выходных каскадов УЗЧ радиовещательных приемников, телевизоров, магнитофонов, преобразователей постоянного напряжения		

Продолжение табл. IV.28

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			П216В	П216Г	П216Д	П217	П217А	П217Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мА	2/35	2,5/50	2/50	0,5/60	0,5/60	0,5/60
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мА	0,75/15	0,75/15	0,75/15	0,4/15	0,4/15	0,4/15
Режим измерения h-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	3	3	3	1	5	5
ток коллектора	$I_К$	А	2	2	2	4	1	1
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥30	≥5	15...30	15...25	20...60	≥10
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	кГц	100	100	100	100	100	100
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	35	50	50	60	60	60
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	35	50	50	60	60	60
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	15	15	15	15	15	15
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	7,5	7,5	7,5	7,5	7,5	7,5
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	24	24	24	30	30	30
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+70	+70	+70	+70	+70	+70
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—60	—60	—60	—60	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.с}$	°С/Вт	35	35	35	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.к}$	°С/Вт	2,5	2,5	2,5	2	2	2
Тип перехода, материал			p—n—p, германий					
Конструкция (номер рисунка)			IV.40, *б*					
Основное назначение			Для выходных каскадов УЗЧ радиовещательных приемников, телевизоров, магнитофонов, преобразователей постоянного напряжения					

Продолжение табл. IV.28

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора				
			П217В	П217Г	ГТ701А	ГТ703А	ГТ703Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мА	3/60	3/60	6/60	0,5/20	0,5/20
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мА	0,75/15	0,75/15	—	0,5/10	0,5/10
Режим измерения h-параметров							
напряжение коллектора	$U_К$	В	3	3	2	1	1
ток коллектора	$I_К$	А	2	2	5	0,05	0,05
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	15...40	15...40	≥10	30...70	50...100
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	кГц	100	100	50	10	10
Максимально допустимые параметры							
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	60	60	—	—	—
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	60	60	55	20	20
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ max}$	В	15	15	15	—	—
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	А	7,5	7,5	12	3,5	3,5
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	А	0,75	0,75	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	1,6	1,6
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{T\ max}$	Вт	24	24	50	15	15
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+70	+70	+70	+55	+55
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—60	—60	—55	—40	—40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{T\ п.с}$	°С/Вт	35	35	—	30	30
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{T\ п.к}$	°С/Вт	2,5	2,5	1,2	3	3
Тип перехода, материал			p—n—p, германий				
Конструкция (номер рисунка)			IV.40, *б*		IV.40, *в*	IV. 40, *ж*	
Основное назначение			Для выходных каскадов УЗЧ радиовещательных приемников, телевизоров, магнитофонов, преобразователей постоянного напряжения		Для устройств зажигания двигателей	Для выходных каскадоа УЗЧ радиовещательных приемников, телевизоров, магнитофоноа	

Продолжение табл IV.28

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			ГТ703В	ГТ703Г	ГТ703Д	КТ704А	КТ704Б	КТ704В
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*¹	$I_{КБО}$	мА	0,5/30	0,5/30	0,5/30	—	—	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*¹	$I_{ЭБО}$	мА	0,5/10	0,5/10	0,5/10	100/4	100/4	100/4
Режим измерения h-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	1	15	15	15
ток коллектора	$I_К$	А	0,05	0,05	0,05	1	1	1
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	30...70	50...100	20...45	10...100	10...100	10
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	кГц	10	10	10	—	—	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	—	—	—	—	—	—
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	30	30	40	500	400	400
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	—	—	—	4	4	4
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	3,5	3,5	3,5	2,5	2,5	2,5
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	—	—	—	2	2	2
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	1,6	1,6	1,6	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	15	15	15	15	15	15
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+55	+55	+55	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—40	—45	—45	—40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.с}$	°С/Вт	30	30	30	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.к}$	°С/Вт	3	3	3	5	5	5
Тип перехода, материал			$p—n—p$, германий			$n—p—n$, кремний		
Конструкция (номер рисунка)			IV.40, *ж*			IV.40, *е*		
Основное назначение			Для выходных каскадов УЗЧ радиовещательных приемников, телевизоров, магнитофонов			Для устройств строчной развертки телевизионных приемников		

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора				
			ГТ705А	ГТ705Б	ГТ705В	ГТ705Г	ГТ705Д
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мА	0,5/20	0,5/20	5,5/30	0,5/30	0,5/20
Обратный ток эмиттера при $U_{Э}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мА	0,3/10	0,3/10	0,3/10	0,3/10	0,3/10
Режим измерения *h*-параметров							
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	1	1	1	1
ток коллектора	$I_К$	А	0,05	0,05	0,05	0,05	0,05
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	30...70	50...100	30...70	50...100	90...250
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	кГц	10*[3]	10*[3]	10*[3]	10*[3]	10*[3]
Максимально допустимые параметры							
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	—	—	—	—	—
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	20	20	30	30	20
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	—	—	—	—	—
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	3,5	3,5	3,5	3,5	3,5
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	1,6	1,6	1,6	1,6	1,6
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	15	15	15	15	15
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+55	+55	+55	+55	+55
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−40	−40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.с}$	°С/Вт	30	30	30	30	30
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.к}$	°С/Вт	3	3	3	3	3
Тип перехода, материал			*n—p—n*, германий				
Конструкция (номер рисунка)			IV.40, *ж*				
Основное назначение			Для выходных каскадов УЗЧ радиовещательных приемников, телевизоров, магнитофонов				

*[1] Числитель дроби — ток, знаменатель — напряжение.
*[2] Статическая крутизна прямой передачи $Y_{21э} = 1,4 ... 2,1$ А/В.
*[3] Предельная частота коэффициента передачи.

Таблица IV.29. Основные параметры транзисторов большой мощности среднечастотных

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			П702	П702А	КТ801А	КТ801Б	КТ802А	КТ803А
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*¹	$I_{КБО}$	мА	5/70	2,5/70	10/80	10/60	60/150	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*¹	$I_{ЭБО}$	мА	5/3	5/3	2/2,5	2/2,5	40/3	50/4
Режим измерения *h*-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	10	10	5	5	10	10
ток коллектора	$I_К$	А	1	1	1	1	2	5
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥25	≥10	13...50	30...150	≥15	10...70
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	4	3	10	10	10	20
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	—	—	—	—	—	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	60	60	—	—	150	—
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	60	60	80	60	120	60
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	3	3	2,5	2,5	3	4
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	2	2	2	2	5	10
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	0,5	0,5	0,4	0,4	1	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	4	4	—	—	3	5
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	40	40	5	5	50	60
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—55	—55	—40	—40	—25	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.с}$	°С/Вт	33	33	20	20	30	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.к}$	°С/Вт	2,5	2,5	—	—	2,5	1,66
Тип перехода, материал			*n—p—n*, кремний		*n—p—n*, кремний		*n—p—n*, кремний	
Конструкция (номер рисунка)			IV.41, *а*		IV.41, *б*		IV.40, *г*	
Основное назначение			Для усилителей выходных каскадов, преобразователей постоянного напряжения		Для устройств кадровой и строчной развертки телевизионных приемников		Для усилителей мощности ВЧ	

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ805А	КТ805Б	ГТ806А	ГТ806Б	ГТ806В	ГТ806Г	ГТ806Д
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*¹	$I_{КБО}$	мА	0,1/5	0,1/5	—	—	—	—	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*¹	$I_{ЭБО}$	мА	100/5	100/5	8/1,5	8/1,5	8/1,5	8/1,5	8/1,5
Режим измерения h-параметроа									
напряжение коллектора	$U_К$	В	10	10	—	—	—	—	—
ток коллектора	$I_К$	А	2	2	10	10	10	10	10
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥15	≥15	10…100	10…100	10…100	10…100	10…100
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	20	20	10*²	10*²	10*²	10*²	10*²
Емкость коллекторного перехода	$C_К$	пФ	—	—	—	—	—	—	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_К$	пс	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	—	—	—	—	—	—	—
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	160	135	75	100	120	50	140
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	5	5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	5	5	5	15	15	15	15
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	2	2	3	3	3	3	3
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	3	3	2	2	2	2	2
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{T\,max}$	Вт	30	30	30	30	30	30	30
Максимвльивя темпервтура окружающей среды	T_{max}	°С	+100	+100	+55	+55	+55	+55	+55
Мнинмвльная температурв окружающей среды	T_{min}	°С	−55	−55	−55	−55	−55	−55	−55
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{T\,п.с}$	°С/Вт	30	30	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{T\,п.к}$	°С/Вт	3,3	3,3	2	2	2	2	2
Тип перехода, материал			$n—p—n$, кремний		$p—n—p$, германий				
Конструкция (номер рисунка)			IV.40, *г*						
Основное назначение			Для выходных каскадоа строчной развертки телевизоров		Для мощных импульсных усилителей, преобразователей напряжения и тока				

Продолжение табл. IV.29

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора				
			КТ807А	КТ807Б	КТ808А	КТ809А	ГТ810А
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мА	—	—	—	—	20/200
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мА	15/4	15/4	50/4	50/4	15/1,4
Режим измерения h-параметров							
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	3	5	10
ток коллектора	$I_К$	А	0,5	0,5	6	2	5
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	15...45	30...100	10...50	15...100	≥15
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	—	—	7	5,5	15
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	—	—	500	270	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры							
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	—	—	—	—	200
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	100	100	120	400	200
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	4	4	4	4	1,4
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	0,5	0,5	10	3	10
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	0,2	0,2	4	1,5	1,5
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	5	—	0,75
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	10	10	50	40	15
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+100	+125	+55
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−60	−60	−55
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.с}$	°С/Вт	—	—	—	—	50
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.к}$	°С/Вт	8	8	2	2,5	2,5
Тип перехода, материал			n—p—n, кремний				p—n—p, германий
Конструкция (номер рисунка)			IV.41, *в*; IV.39, *ж*		IV.40, *г*		IV.41, *и*
Основное назначение			Для каскадов строчной развертки телевизоров				Для импульсных устройств

Параметр	Обозначение	Единица	КТ812А	КТ812Б	КТ812В	КТ814А	КТ814Б	КТ814В	КТ814Г
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*¹	$I_{КБО}$	мА	5/700	5/500	5/300	0,05/40	0,05/40	0,05/40	0,05/40
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*¹	$I_{ЭБО}$	мА	150/7	150/7	150/7	—	—	—	—
Режим измерения *h*-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	2,5	2,5	5	2	2	2	2
ток коллектора	$I_К$	А	8	8	5	0,15	0,15	0,15	0,15
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$		4...125	10...125	30...125	>40	>40	>40	>30
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	—	—	—	3	3	3	3
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	175	175	175	60	60	60	60
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	—	—	—	—	—	—	—
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	400	300	200	40	50	70	100
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	7	7	7	—	—	—	—
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	8	8	8	1,5	1,5	1,5	1,5
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	3	3	3	0,5	0,5	0,5	0,5
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	50	50	50	10	10	10	10
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+100	+100	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−45	−45	−45	−40	−40	−40	−40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.к}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—	—
Тип перехода, материал			*n—p—n*, кремний			*p—n—p*, кремний			
Конструкция (номер рисунка)			IV. 40, *а*			IV.39, *ж*			
Основное назначение			Для выходных каскадов строчной развертки телевизионных приемников			Для выходных каскадов УЗЧ, ключевых устройств			

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзисторов					
			КТ815А	КТ815Б	КТ815В	КТ815Г	КТ816А	КТ816Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*1	$I_{КБО}$	мА	0,05/40	0,05/40	0,05/40	0,05/40	0,1/40	0,1/40
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*1	$I_{ЭБО}$	мА	—	—	—	—	—	—
Режим измерения *h*-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	2	2	2	2	2	2
ток коллектора	$I_К$	А	0,15	0,15	0,15	0,15	2	2
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥40	≥40	≥40	≥30	≥20	≥20
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	3	3	3	3	3	3
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	60	60	60	60	115	115
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	—	—	—	—	—	—
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	40	50	70	100	40	50
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	—	—	—	—	—	—
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	1,5	1,5	1,5	1,5	3	3
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	0,5	0,5	0,5	0,5	1	1
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	10	10	10	10	20	20
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+100	+100	+100	+100	+100	100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—40	—40	—40	—40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.к}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—
Тип перехода, материал			*n—p—n*, кремний				*p—n—p*, кремний	
Конструкция (номер рисунка)			IV.39, *ж*					
Основное назначение			Для выходных каскадов УЗЧ, ключевых устройств					

Продолжение табл. IV.29

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КТ816В	КТ816Г	КТ817А	КТ817Б	КТ817В	КТ817Г
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*1	$I_{КБО}$	мА	0,1/40	0,1/40	0,1/40	0,1/40	0,1/40	0,1/40
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*1	$I_{ЭБО}$	мА	—	—	—	—	—	—
Режим измерения h-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	2	2	2	2	2	2
ток коллектора	$I_К$	А	2	2	2	2	2	2
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥20	≥15	≥20	≥20	≥20	≥15
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	3	3	3	3	3	3
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	115	115	55	55	55	55
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	—	—	—	—	—	—
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	70	100	40	50	70	100
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ max}$	В	—	—	—	—	—	—
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	А	3	3	3	3	3	3
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	А	1	1	1	1	1	1
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	20	20	20	20	20	20
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+100	+100	+100	+100	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−40	−40	−40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.к}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—
Тип перехода, материал			$p-n-p$, кремний		$n-p-n$, кремний			
Конструкция (номер рисунка)			IV.39, *ж*					
Основное назначение			Для выходных каскадов УЗЧ, ключевых устройств					

Продолжение табл. IV.29

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора							
			КТ818А	КТ818Б	КТ818В	КТ818Г	КТ819А	КТ819Б	КТ819В	КТ819Г
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мА	1/40	1/40	1/40	1/40	1/40	1/40	1/40	1/40
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мА	—	—	—	—	—	—	—	—
Режим измерения h-параметров										
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	А	5	5	5	5	5	5	5	5
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	⩾15	⩾20	⩾15	⩾12	⩾15	⩾20	⩾15	⩾12
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	3	3	3	3	3	3	3	3
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	—	—	—	—	—	—	—	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры										
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	—	—	—	—	—	—	—	—
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	40	50	70	90	40	50	70	100
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	—	—	—	—	—	—	—	—
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	10	10	10	10	10	10	10	10
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	3	3	3	3	3	3	3	3
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	60	60	60	60	60	60	60	60
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+100	+100	+100	+100	+100	+100	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—40	—40	—40	—40	—40	—40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.к}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—	—	—
Тип перехода, материал			*p—n—p*, кремний				*n—p—n*, кремний			
Конструкция (номер рисунка)			IV.40, *д*							
Основное назначение			Для выходных каскадов УЗЧ, ключевых устройств							

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КТ825Г	КТ825Д	КТ825Е	КТ826А	КТ826Б	КТ826В
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мА	—	—	—	—	—	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мА	—	—	—	3/5	3/5	3/5
Режим измерения h-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	10	10	10	10	10	10
ток коллектора	$I_К$	А	10	10	10	0,1	0,1	0,1
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	(0,75...18)×10^3	(0,75...18)×10^3	(0,75...18)×10^3	10...12	10...120	10...120
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	—	—	—	—	—	—
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	600	600	600	25	25	25
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	—	—	—	—	—	—
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	90	60	30	700	700	700
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ max}$	В	5	5	5	—	—	—
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	А	20	20	20	1	1	1
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	А	0,5	0,5	0,5	0,75	0,75	0,75
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	3	3	3	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	160	160	160	15	15	15
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+100	+100	+100	+100	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—40	—60	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.к}$	°С/Вт	—	—	—	6,6	6,6	6,6
Тип перехода, материал			$p—n—p$, кремний			$n—p—n$, кремний		
Конструкция (номер рисунка)			IV.40, а					
Основное назначение			Для импульсных усилителей мощности, стабилизаторов тока и напряжения			Для преобразователей постоянного напряжения, высоковольтных стабилизаторов		

Продолжение табл. IV.29

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора				
			КТ827А	КТ827Б	КТ827В	КТ828А	КТ828Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мА	—	—	—	5/1400	5/1200
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мА	2/5	2/5	2/5	10/5	10/5
Режим измерения *h*-параметров							
напряжение коллектора	$U_К$	В	3	3	3	5	5
ток коллектора	$I_К$	А	10	10	10	4,5	4,5
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	$(0,75\ldots18)\cdot10^3$	$(0,75\ldots18)\cdot10^3$	$(0,75\ldots18)\cdot10^3$	≥2,25	≥2,25
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	—	—	—	—	—
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	400	400	400	—	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры							
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	—	—	—	—	—
постоянное напряжение коллектор— эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	100	80	60	800	600
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ max}$	В	5	5	5	5	5
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	А	20	20	20	5	5
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	А	0,5	0,5	0,5	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	125	125	125	50	50
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+100	+100	+100	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—60	—60	—60	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.к}$	°С/Вт	1,4	1,4	1,4	—	—
Тип перехода, материал			*n—p—n*, кремний				
Конструкция (номер рисунка)			IV.40, *а*				
Основное назначение			Для импульсных усилителей мощности, стабилизаторов тока и напряжения, переключающих устройств			Для высоковольтных ключевых схем источников питания	

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ829А	КТ829Б	КТ829В	КТ829Г	КТ834А	КТ834Б	КТ834В
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*¹	$I_{КБО}$	мА	—	—	—	—	3/500	3/500	3/500
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*¹	$I_{ЭБО}$	мА	2/5	2/5	2/5	2/5	50/5	50/5	50/5
Режим измерения h-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	3	3	3	3	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	А	3	3	3	3	5	5	5
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥750	≥750	≥750	≥750	≥150	≥150	≥150
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	—	—	—	—	—	—	—
Емкость коллекторного перехода	$C_К$	пФ	—	—	—	—	—	—	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_К$	пс	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	—	—	—	—	—	—	—
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	100	80	60	40	500	450	400
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ max}$	В	5	5	5	5	8	8	8
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	А	8	8	8	8	15	15	15
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	А	0,2	0,2	0,2	0,2	3,5	3,5	3,5
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	60	60	60	60	100	100	100
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—40	—40	—40	—40	—40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.к}$	°С/Вт	2,08	2,08	2,08	2,08	—	—	—
Тип перехода, материал			*n—p—n*, кремний				*n—p—n*, кремний		
Конструкция (номер рисунка)			IV.40, *и*				IV.40, *а*		
Основное назначение			Для УЗЧ, ключевых устройств				Для устройств управления двигателями, вторичных источников электропитания, стабилизаторов напряжения		

Продолжение табл. IV.29

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ835А	КТ835Б	КТ837А	КТ837Б	КТ837В	КТ837Г	КТ837Д
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мА	0,1/30	0,1/45	0,15/80	0,15/80	0,15/80	0,15/60	0,15/60
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мА	1,5/4	1,5/4	—	—	—	—	—
Режим измерения h-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	1	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	А	1	2	2	2	2	2	2
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥25	10...100	10...40	20...80	50...150	10...40	20...80
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	—	—	1	1	1	1	1
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	800	800	—	—	—	—	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	30	45	80	80	80	60	60
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	30	30	80	80	80	60	60
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ max}$	В	4	4	15	15	15	15	15
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	А	3	7,5	7,5	7,5	7,5	7,5	7,5
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	А	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	1	1	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	25	25	30	30	30	30	30
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+100	+100	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−40	−40	−40	−40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.с}$	°С/Вт	—	—	100	100	100	100	100
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.к}$	°С/Вт	4	4	3,33	3,33	3,33	3,33	3,33
Тип перехода, материал			p—n—p, кремний		p—n—p, кремний				
Конструкция (номер рисунка)			IV.40, ∂		IV.40, ∂				
Основное назначение			Для усилителей и переключающих устройств		Для усилителей и преобразователей постоянного напряжения				

Продолжение табл. IV.29

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КТ837Е	КТ837Ж	КТ837И	КТ837К	КТ837Л	КТ837М
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мА	0,15/60	0,15/45	0,15/45	0,15/45	0,15/80	0,15/80
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мА	—	—	—	—	—	—
Режим измерения *h*-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	А	2	2	2	2	2	2
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	50...150	10...40	20...80	50...150	10...40	20...80
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	1	1	1	1	1	1
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	—	—	—	—	—	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	60	45	45	45	80	80
постоянное напряжение коллектор — эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	60	45	45	45	80	80
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ max}$	В	15	15	15	15	5	5
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	А	7,5	7,5	7,5	7,5	7,5	7,5
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	А	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	30	30	30	30	30	30
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−40	−40	−40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.с}$	°С/Вт	100	100	100	100	100	100
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.к}$	°С/Вт	3,33	3,33	3,33	3,33	3,33	3,33
Тип перехода, материал			*p—n—p*, кремний					
Конструкция (номер рисунка)			IV.40, *д*					
Основное назначение			Для усилителей и преобразователей постоянного напряжения					

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора							
			КТ837Н	КТ837П	КТ837Р	КТ837С	КТ837Т	КТ837У	КТ837Ф	КТ838А
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В[*1]	$I_{КБО}$	мА	0,15/80	0,15/60	0,15/60	0,15/60	0,15/45	0,15/45	0,15/45	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В[*1]	$I_{ЭБО}$	мА	—	—	—	—	—	—	—	—
Режим измерения *h*-параметров										
напряжение коллектора	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	А	2	2	2	2	2	2	2	3,5
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	50...150	10...40	20...80	50...150	10...40	20...80	50...150	≥4
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	1	1	1	1	1	1	1	3
Емкость коллекторного перехода	$C_К$	пФ	—	—	—	—	—	—	—	170
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_К$	пс	—	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры										
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	80	60	60	60	45	45	45	—
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	80	60	60	60	45	45	45	1500
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	5	5	5	5	5	5	5	5
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	7,5	7,5	7,5	7,5	7,5	7,5	7,5	5
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	—	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	30	30	30	30	30	30	30	12,5
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—40	—40	—40	—40	—40	—40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.с}$	°С/Вт	100	100	100	100	100	100	100	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.к}$	°С/Вт	3,33	3,33	3,33	3,33	3,33	3,33	3,33	—
Тип перехода, материал			*p—n—p*, кремний							*n—p—n*, кремний
Конструкция (номер рисунка)			IV.40, *д*							IV.40, *а*
Основное назначение			Для усилителей и преобразователей постоянного напряжения							Для импульсных устройств

[*1] Числитель дроби — ток, знаменатель — напряжение.
[*2] Предельная частота коэффициента передачи $f_{h_{21б}}$.

Таблица IV.30. Основные параметры транзисторов большой мощности высокочастотных

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ902А	КТ903А	КТ903Б	КТ904А	КТ904Б	ГТ905А	ГТ905Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*1	$I_{КБО}$	мА	10/70	—	—	—	—	2/75	2/60
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*1	$I_{ЭБО}$	мА	100/5	50/4	50/4	0,3/4	0,3/4	5/0,4	—
Режим измерения h-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	10	10	10	—	—	10	10
ток коллектора	$I_К$	А	2	2	2	—	—	3	3
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥15	15...70	40...180	≥3,5**	≥3**	35...100	35...100
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	35	120	120	350	300	—	60
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	—	180	180	12	12	—	200
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	15	20	—	300
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	65	50	60	60	60	75	60
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	110	60	60	60	60	75	60
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ max}$	В	5	4	4	4	4	—	—
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	А	10	3	3	0,8	0,8	3	3
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	А	2	—	—	0,2	0,2	0,6	0,6
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	1,2	1,2
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	30	30	30	5	5	6	6
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+125	+85	+85	+85	+85	+70	+70
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—60	—40	—40	—40	—40	—60	—60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	50	50
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.\ к}$	°С/Вт	3,3	3,3	3.3	16	16	9	9
Тип перехода, технология изготовления			МП $n—p—n$			ЭП $n—p—n$		ДС $p—n—p$	
Конструкция (номер рисунка)			IV.40, г			IV.41, д		IV.41, и	
Основное назначение			Для усилителей и генераторов ВЧ			Для усилителей и генераторов ВЧ, импульсных устройств		Для усилителей, генераторов, импульсных устройств	

Продолжение табл. IV.30

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора: КТ907А	КТ907Б	КТ908А	КТ908Б	КТ909А	КТ909Б	КТ909В	КТ909Г
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мА	—	—	—	—	—	—	—	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мА	0,35/4	0,35/4	300/5	250/5	6/3,5	10/3,5	6/3,5	10/3,5
Режим измерения h-параметров										
напряжение коллектора	$U_К$	В	28	28	2	2	10	10	10	10
ток коллектора	$I_К$	А	0,4	0,4	10	4	1,5	3	1,5	3
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	⩾3,5**	⩾3**	8...60	⩾20	⩾3,5*[2]	⩾5*[2]	⩾3*[2]	⩾4,5*[2]
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	350	300	30	30	350	500	300	450
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	20	20	—	—	30	60	35	60
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	15	25	—	—	20	20	30	30
Максимально допустимые параметры										
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	—	—	—	—	—	—	—	—
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	65	65	100	60	60	60	60	60
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	4	4	5	5	3,5	3,5	3,5	3,5
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	1	1	10	10	2	4	2	4
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	0,4	0,4	5	5	1	2	1	2
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	16	16	50	50	27	54	27	54
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+125	+125	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—40	—40	—60	—60	—40	—40	—40	—40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/Вт	7,5	7,5	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.\,к}$	°С/Вт	—	—	2	2	5	2,5	5	2,5
Тип перехода, технология изготовления			ЭП $n-p-n$	ЭП $n-p-n$	МП $n-p-n$	МП $n-p-n$	ЭП. $n-p-n$	ЭП. $n-p-n$	ЭП. $n-p-n$	ЭП. $n-p-n$
Конструкция (номер рисунка)			IV.41, *д*	IV.41, *д*	IV.40, *г*	IV.40, *г*	IV.39 *д*	IV.39 *д*	IV.39 *д*	IV.39 *д*
Основное назначение			Для усилителей, генераторов, импульсных устройств	Для усилителей, генераторов, импульсных устройств	Для ключевых стабилизаторов и преобразователей	Для ключевых стабилизаторов и преобразователей	Для усилителей мощности, умножителей частоты и генераторов в диапазоне до 300 МГц	Для усилителей мощности, умножителей частоты и генераторов в диапазоне до 300 МГц	Для усилителей мощности, умножителей частоты и генераторов в диапазоне до 300 МГц	Для усилителей мощности, умножителей частоты и генераторов в диапазоне до 300 МГц

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КТ911А	КТ911Б	КТ911В	КТ911Г	КТ912А	КТ912Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мА	5/55	5/55	5/40	5/40	—	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мА	2/3	2/3	2/3	2/3	250/5	250/5
Режим измерения *h*-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	1,5	3	10	10	10	10
ток коллектора	$I_К$	А	0,1	0,1	0,1	0,1	5	5
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥2,5*[2]	≥2*[2]	≥2,5*[2]	≥2*[2]	10...50	20...100
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	1000	800	1000	800	90	90
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	10	10	10	10	—	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	25	25	30	100	—	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	55	55	40	40	—	—
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	40	40	30	30	70	70
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	3	3	3	3	5	5
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	0,4	0,4	0,4	0,4	20	20
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	—	—	—	—	10	10
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	3	3	3	3	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{T\,max}$	Вт	—	—	—	—	30	30
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−40	−45	−45
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/Вт	33	33	33	33	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.\,к}$	°С/Вт	—	—	—	—	1,66	1,66
Тип перехода, технология изготовления			ЭП $n—p—n$					
Конструкция (номер рисунка)			IV.41, *е*				IV.41, *к*	
Основное назначение			Для усилителей мощности и умножителей частоты, автогенераторов на частотах более 400 МГц				Для усилителей мощности	

Продолжение табл. IV.30

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ913А	КТ913Б	КТ913В	КТ914А	КТ916А	КТ919А	КТ919Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*1	$I_{КБО}$	мА	—	—	—	—	—	10/45	5/45
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*1	$I_{ЭБО}$	мА	1,5/3,5	1,5/3,5	1,5/3,5	0,1/4	4/3,5	2/4,5	1/4,5
Режим измерения *h*-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	—	—	—	—	5	10	10
ток коллектора	$I_К$	А	—	—	—	—	0,25	0,5	0,25
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	—	—	—	—	≥35	≥4,5*2	≥4,5*2
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	900	900	900	350	1100	—	—
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	7	12	14	12	20	8	5,5
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	18	15	15	20	10	2,2	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	—	—	—	—	55	45	45
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	55	55	55	65	55	—	—
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ max}$	В	3,5	3,5	3,5	4	3,5	3,5	3,5
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	А	0,5	1	1	0,8	2	0,7	0,35
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	А	—	—	—	0,2	1	0,2	0,1
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	4,7	8	12	7	30	10	5
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+125	+85	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−45	−45	−45	−60	−45	−45	−45
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.\ к}$	°С/Вт	20	20	10	16	4,5	12	25
Тип перехода, технология изготовления			ЭП *n—p—n*			ЭП *p—n—p*	ЭП *n—p—n*		
Конструкция (номер рисунка)			IV.39, *е*			IV.41, *д*	IV.39, *е*	IV.39, *г*	
Основное назначение			Для усиления мощности, генерирования и умножения частоты			Для двухтактных усилителей мощности	Для усиления мощности, генерирования и умножения частоты		

Параметр	Обозначение	Единица	КТ919В	КТ919Г	КТ920А	КТ920Б	КТ920В	КТ920Г
			Тип транзистора					
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мА	2/46	10/45	—	—	—	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мА	0,5/4,5	2/4,5	0,5/4	1/4	4/4	4/4
Режим измерения *h*-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	10	10	10	10	10	10
ток коллектора	$I_К$	А	0,1	0,5	0,2	0,4	1	1
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥4,5*[2]	≥4,5*[2]	≥4*[2]	≥4*[2]	≥4*[2]	≥3,5*[2]
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	—	—	—	—	—	—
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	4	7	15	25	75	75
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	20	20	20	20
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	45	46	36	36	36	36
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	—	—	36	36	36	36
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	3,5	3,5	4	4	4	4
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	0,2	0,7	0,5	1	3	3
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	0,05	0,2	0,25	0,5	1,5	1,5
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	3,25	10	5	10	25	25
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+100	+100	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−45	−45	−45	−45	−45	−45
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.\,к}$	°С/Вт	40	12	20	10	4	4
Тип перехода, технология изготовления			ЭП *n—p—n*					
Конструкция (номер рисунка)			IV.39, *г*		IV.41, *л*			
Основное назначение			Для усиления мощности, генерирования и умножения частоты		Для усилителей мощности, автогенераторов на частотах до 200 МГц			

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ921А	КТ921Б	КТ922А	КТ922Б	КТ922В	КТ922Г	КТ922Д
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*1	$I_{КБО}$	мА	—	—	—	—	—	—	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*1	$I_{ЭБО}$	мА	20/4	20/4	0,5/4	3/4	6/4	4/4	6/4
Режим измерения h-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	10	10	10	10	10	10	10
ток коллектора	$I_К$	А	1	1	0,4	1,5	3	1,5	3
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥10	≥10	≥3*2	≥3*2	≥3*2	≥3*2	≥2,5*2
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	—	—	—	—	—	—	—
Емкость коллекторного перехода	$C_К$	пФ	50	50	15	35	65	35	65
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_К$	пс	22	22	20	20	25	20	25
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	—	—	—	—	—	—	—
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	65	65	65	65	65	65	65
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ max}$	В	4	4	4	4	4	4	4
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	А	3,5	3,5	0,8	1,5	3	1,5	3
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	А	1	1	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	12,5	12,5	8	20	40	20	40
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—45	—45	—45	—45	—45	—45	—45
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.\ к}$	°С/Вт	6	6	15	6	3	6	3
Тип перехода, технология изготовления			П *n—p—n*		ЭП *n—p—n*				
Конструкция (номер рисунка)			IV.41, *д*		IV.41, *л*				
Основное назначение			Для линейных усилителей КВ и УКВ диапазонов		Для усилителей мощности, умножителей частоты и автогенераторов				

Продолжение табл. IV.30

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КТ925А	КТ925Б	КТ925В	КТ925Г	КТ926А	КТ926Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*1	$I_{КБО}$	мА	—	—	—	—	—	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*1	$I_{ЭБО}$	мА	4/4	8/4	10/3,5	10/3,5	300/5	300/5
Режим измерения h-параметров								
напряжение коллектора	$U_К$	В	10	10	10	10	7	7
ток коллектора	$I_К$	А	0,6	0,8	1	1	15	15
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥5*2	≥5*2	≥4,5*2	≥4,5*2	10...60	10...60
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	—	—	—	—	—	—
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	10	20	45	45	—	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	20	35	40	40	—	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	36	36	36	36	—	—
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	36	36	36	36	150	150
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	4	4	3,5	3,5	5	5
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	0,5	1	3,3	3,3	15	15
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	—	—	—	—	7	7
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	5,5	11	25	25	50	50
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−45	−45	−45	−45	−45	−45
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.\,к}$	°С/Вт	20	10	4,4	4,4	2	2
Тип перехода, технология изготовления			ЭП $n-p-n$				МП $n-p-n$	
Конструкция (номер рисунка)			IV.41, л				IV.40, е	
Основное назначение			Для усилителей мощности, умножителей частоты, автогенераторов с низковольтовым питанием				Для работы в импульсных модуляторах	

Продолжение табл. IV.30

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ927А	КТ927Б	КТ927В	КТ928А	КТ928Б	КТ929А	КТ930А
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мА	—	—	—	5/60	5/60	0,5/30	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мА	40/3,5	40/3,5	40/3,5	5/5	5/5	5/3	10/4
Режим измерения h-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	6	6	6	3	3	8	10
ток коллектора	$I_К$	А	5	5	5	0,15	0,15	0,3	2,5
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	15...20	25...75	40...100	20...100	50...200	⩾4*[2]	⩾1,5*[2]
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	105	105	105	250	250	—	—
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	19	19	19	12	12	20	80
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	100	100	25	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	70	70	70	60	60	30	—
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	70	70	70	60	60	30	—
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	3,5	3,5	3,5	5	5	3	4
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	10	10	10	0,8	0,8	0,8	6
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	0,5	0,5	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	83,3	83,3	83,3	—	—	6	75
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+100	+100	+100	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—60	—60	—60	—45	—45	—40	—40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.\,к}$	°С/Вт	1,5	1,5	1,5	—	—	20	1,8
Тип перехода, технология изготовления			П $n-p-n$			ЭП $n-p-n$			
Конструкция (номер рисунка)			IV.41, *г*			IV.39, *а*		IV.41, *л*	IV.41, *ж*
Основное назначение			Для линейных усилителей мощности на частотах до 30 МГц			Для быстродействующих импульсных схем		Для усилителей мощности, умножителей частоты и автогенераторов	

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ930Б	КТ931А	КТ932А	КТ932Б	КТ932В	КТ933А	КТ933Б
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*1	$I_{КБО}$	мА	—	—	—	—	—	—	—
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*1	$I_{ЭБО}$	мА	20/4	10/4	—	—	—	—	—
Режим измерения h-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	10	10	3	3	3	3	3
ток коллектора	$I_К$	А	5	5	1,5	1,5	1,5	0,4	0,4
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥2*2	≥2,5*2	≥15	≥30	≥40	15...80	30...120
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	—	—	80	100	—	75	75
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	170	240	300	300	300	100	100
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\ max}$	В	—	—	80	60	40	80	60
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\ max}$	В	—	—	80	60	40	80	60
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ max}$	В	4	4	4,5	4,5	4,5	4,5	4,5
постоянный ток коллектора	$I_{К\ max}$	А	10	15	2	2	2	0,5	0,5
постоянный ток базы	$I_{Б\ max}$	А	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\ max}$	Вт	120	150	20	20	20	5	5
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+100	+100	+100	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−60	−60	−60	−60	−60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.\ с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.\ к}$	°С/Вт	1,2	0,8	42	42	42	20	20
Тип перехода, технология изготовления			ЭП $n-p-n$		ЭП $p-n-p$				
Конструкция (номер рисунка)			IV.41, *ж*		IV.40, *а*			IV.39, *а*	
Основное назначение			Для усилителей мощности, умножителей частоты и автогенераторов		Для широкополосных усилителей мощности и автогенераторов				

Продолжение табл. IV.30

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КТ934А	КТ934Б	КТ934В	КТ934Г	КТ934Д	КТ935А	КТ939А
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В[*1]	$I_{КБО}$	мА	—	—	—	—	—	—	1/30
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В[*1]	$I_{ЭБО}$	мА	7,5/4	7,5/4	8/4	7,5/4	8/4	300/4	0,5/3,5
Режим измерения h-параметров									
напряжение коллектора	$U_К$	В	10	10	10	10	10	4	12
ток коллектора	$I_К$	А	0,15	0,6	1,2	0,6	1,2	15	0,2
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥5[*2]	≥5[*2]	≥5[*2]	≥4,5[*2]	≥4,5[*2]	20...100	40...200
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	—	—	—	—	—	—	2500
Емкость коллекторного перехода	$C_к$	пФ	9	16	32	16	32	800	5,5
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_к$	пс	20	20	20	25	25		9
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	—	—	—	—	—	—	30
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	60	60	60	60	60	80	30
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	4	4	4	4	4	5	3,5
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	0,5	1	2	1	2	20	—
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	—	—	—	—	—	10	—
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	—	—	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{T\,max}$	Вт	7,5	15	30	15	30	60	4
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°C	+85	+85	+85	+85	+85	+100	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°C	−40	−40	−40	−40	−40	−45	−60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{T\,п.\,с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{T\,п.\,к}$	°С/Вт	17,5	8,8	4,4	8,8	4,4	—	—
Тип перехода, технология изготовления			ЭП n—p—n					ЭМП n-p-n	ЭП n—p—n
Конструкция (номер рисунка)			IV.41, *л*					IV.40, *е*	IV.39, *е*
Основное назначение			Для широкополосных усилителей мощности и автогенераторов					Для ключевых устройств	Для усилителей класса А

Продолжение табл. IV.30

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора							
			КТ940А	КТ940Б	КТ940В	КТ943А	КТ943Б	КТ943В	КТ943Г	КТ943Д
Обратный ток коллектора при $U_{КБ}$, В*[1]	$I_{КБО}$	мА	50/250	50/200	50/100	0,1/45	0,1/60	0,1/100	1/100	1/100
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ}$, В*[1]	$I_{ЭБО}$	мА	25/10	25/10	25/10	1/5	1/5	1/5	5/5	5/5
Режим измерения h-параметров										
напряжение коллектора	$U_К$	В	10	10	10	2	2	2	2	2
ток коллектора	$I_К$	А	0,03	0,03	0,03	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15
Коэффициент передачи тока	$h_{21э}$	—	≥25	≥25	≥25	40...200	40...160	40...120	20...60	30...100
Граничная частота коэффициента передачи	$f_{гр}$	МГц	90	90	90	—	—	—	—	—
Емкость коллекторного перехода	$C_К$	пФ	5,5	5,5	5,5	—	—	—	—	—
Постоянная времени цепи обратной связи	$\tau_К$	пс	—	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры										
постоянное напряжение коллектор — база	$U_{КБ\,max}$	В	300	250	160	45	60	100	100	100
постоянное напряжение коллектор—эмиттер	$U_{КЭ\,max}$	В	300	250	160	45	60	80	80	80
постоянное напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\,max}$	В	5	5	5	5	5	5	5	5
постоянный ток коллектора	$I_{К\,max}$	А	0,1	0,1	0,1	2	2	2	2	2
постоянный ток базы	$I_{Б\,max}$	А	0,05	0,05	0,05	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3
рассеиваемая мощность без теплоотвода	P_{max}	Вт	1,2	1,2	1,2	—	—	—	—	—
рассеиваемая мощность с теплоотводом	$P_{Т\,max}$	Вт	10	10	10	25	25	25	25	25
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—45	—45	—45	—45	—45	—45	—45	—45
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\,п.\,с}$	°С/Вт	104	104	104	—	—	—	—	—
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\,п.\,к}$	°С/Вт	10	10	10	5	5	5	5	5
Тип перехода, технология изготовления			ПМ $n—p—n$							
Конструкция (номер рисунка)			IV.39, *ж*							
Основное назначение			Для выходных каскадов видеоусилителей телевизионных приемников			Для усилителей и импульсных устройств				

*[1] Числитель дроби — ток, знаменатель — напряжение.
*[2] Модуль коэффициента передачи тока $|h_{21э}|$.

ЭП — эпитаксиально-планарная, П — планарная, МП — меза-планарная, ЭМП — эпитаксиально меза-планарная технология изготовления переходов.

Таблица IV.31 Перечень возможных замен ранее разработанных транзисторов

Тип транзистора	Аналоги, рекомендуемые для замены	Тип транзистора	Аналоги, рекомендуемые для замены
МП9А, МП10А	КТ306А...Г	МП41А, МП42А, Б	КТ203А...Д КТ502А...Е
МП11А	КТ312А...В	П401...П403Б	КТ326А, Б
МП13Б, МП14А, Б; МП15А, МП16А, Б	КТ203А...Д	П416А, Б	КТ326А, Б
МП20А, Б; МП21В...Е	КТ501А...М	П417А	КТ326А, Б
МП25А, Б, МП26А, Б	КТ501А...М КТ502А...Е	П422, П423	КТ326А, Б
		П4АЭ...ДЭ	КТ814А...Г КТ816А...Г
П27А, П28	КТ501А...М КТ502А...Е	П201Э, АЭ	КТ814А...Г
		П202Э, П203Э	КТ816А...Г
		П605А, П606А	КТ639А...Д
П29А, П30	КТ502А...Е	П607А, П608А, Б; П609А, Б	КТ644А...Г
МП35, МП36А	КТ201А...Е		
МП37А, Б; МП38А	КТ503А...Д КТ203А...Д	П215	КТ837А
МП39Б, МП40А	КТ502А...Е		

Таблица IV.32. Цветная маркировка транзисторов

Тип транзисторв	Метка на корпусе	Тип транзистора	Метка на корпусе
КТ337А	Красная и розовая	КТ372А	Две зеленые точки
КТ337Б	Красная и желтая	КТ372Б	Две черные точки
КТ337В	Красная и синяя	КТ372В	Две белые точки
КТ345А	Белая и розовая	КТ382А	Две черные точки
КТ345Б	Белая и желтая	КТ382Б	Две красные точки
КТ345В	Белая и синяя		
		КТ3107А	Голубая и розовая
КТ350А	Серая и розовая точки	КТ3107Б	Голубая и желтая
		КТ3107В	Голубая и синяя
		КТ3107Г	Голубая и бежевая
КТ351А	Желтая и розовая	КТ3107Д	Голубая и оранжевая
КТ351Б	Две желтые	КТ3107Е	Голубая и цвета электрик
КТ352А	Зеленая и розовая	КТ3107Ж	Голубая и салатовая
КТ352Б	Зеленая и желтая	КТ3107И	Голубая и зеленая
		КТ3107К	Голубая и красная
		КТ3107Л	Голубая и серая
КТ363АМ	Две розовые точки		
КТ363БМ	Розовая и желтая точки	КТ3109А	Белая и розовая
		КТ3109Б	Белая и желтая
КТ371А	Две синие точки	КТ3109В	Белая и синяя
		КТ3120А	Две белые точки

а конструкция и расположение выводов — на рис. IV.35...IV.41. В табл. IV.31 приведен перечень возможных замен транзисторов ранее разработанных типов транзисторами последних разработок, а в табл. IV.32 — цветная маркировка транзисторов.

Рекомендации по применению биполярных транзисторов. Зависимость параметров транзисторов от температуры, электрического режима и частоты, наличие технологического разброса параметров накладывают специфические требования на расчет и принципы построения схем на транзисторах, обеспечивающих высокую надежность в эксплуатационных условиях.

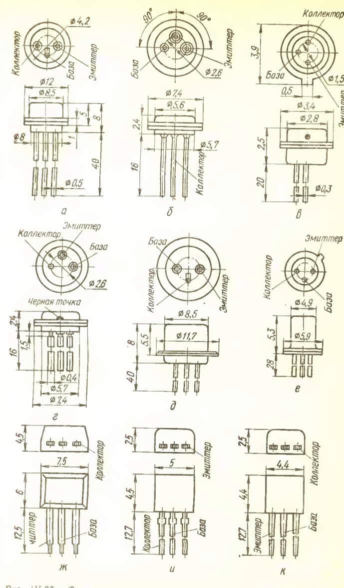


Рис. IV.35. Транзисторы малой мощности низко-, средне- и высокочастотные.

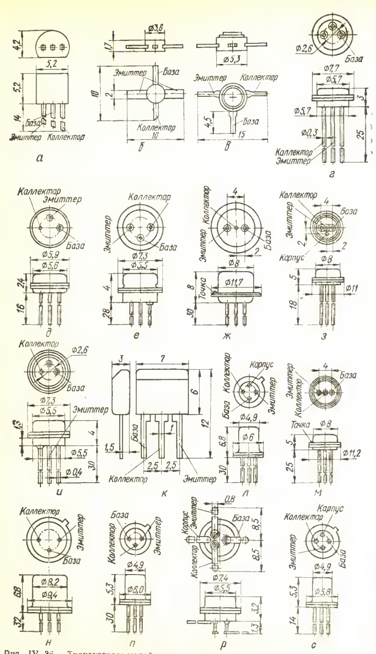


Рис. IV.36. Транзисторы малой мощности высокочастотные.

Выбор типа транзистора определяется характером радиоэлектронной схемы, а также требованиями к ее выходным электрическим параметрам и эксплуатационным режимам. Необходимо иметь в виду, что кремниевые транзисторы по сравнению с германиевыми лучше работают при повышенной температуре (вплоть до 125 °С), но их коэффициент передачи по току сильно уменьшается при низких температурах. Поэтому для получения заданного усиления при низких температурах используется больше транзисторов. В области малых токов кремниевые транзисторы имеют более резкую зависимость параметров ($h_{21э}$ и др.) от тока эмиттера. Частотный предел усиления и генерирования транзисторов должен строго соответствовать схемным требованиям. Не следует применять высокочастотные транзисторы в низкочастотных каскадах, поскольку они склонны к самовозбуждению и к развитию вторичного пробоя. Не рекомендуется применять мощные транзисторы в тех случаях, когда можно использовать маломощные, так как при работе мощных транзисторов в маломощных схемах (при малых токах, которые могут быть соизмеримы с обратным током коллектора) коэффициент передачи по току сильно зависит как от тока, так и от температуры окружающей среды.

Рис. IV.37. Транзисторы малой мощности высокочастотные.

Выбор режима работы транзистора определяет его надежность и долговечность. Не допускается превышение максимально допустимых значений напряжений, токов, температуры, мощности рассеяния, указанных в предельно допустимых режимах. Как правило, транзистор работает более устойчиво при неполном использовании его по напряжению и полном использовании по току, чем наоборот. Не допускается работа транзистора при совмещенных максимально допустимых режимах, например, по напряжению и току и т. п. Область рабочего тока коллектора $I_К$ ограничена, с одной стороны, значением обратного тока коллектора $I_{КБО}$ при максимальной рабочей температуре, и для устойчивой работы транзистора принимается значение $I_К \geqslant 10 I_{КБО\ max}$. С другой стороны, $I_К$ ограничен максимально допустимым значением $I_{К\ max}$. При выборе значения тока коллектора следует учитывать сильную зависимость коэффициента передачи по току при малых значениях тока коллектора, ухудшающиеся при этом частотные свойства и снижающийся уровень шумов. При больших значениях тока происходит уменьшение коэффициента передачи по току.

Минимальное значение напряжения должно превышать падение напряжения полностью открытого транзистора. В этой области снижается коэффициент передачи тока, что приводит к увеличению нелинейных искажений, увеличивается емкость коллекторного перехода, ухудшающая частотные свойства транзистора. Максимальное напряжение коллектора для повышения надежности и долговечности транзистора следует выбирать примерно равным 0,7 от максимально допустимого для соответствующей схемы включения. Выбор эмиттерного напряжения при прямом смещении перехода определяется значением

необходимого тока эмиттера. Значение эмиттерного напряжения при обратном смещении перехода не должно превышать максимально допустимого.

Защита транзисторов от электрических перегрузок предусматривает ограничение токов и напряжений ниже максимально допустимых

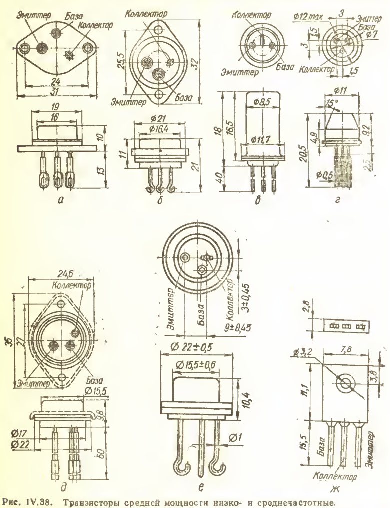


Рис. IV.38. Транзисторы средней мощности низко- и среднечастотные.

при их работе в переходных режимах. Так, в режиме переключения на индуктивную нагрузку максимальное напряжение на коллекторе может в несколько раз превышать постоянное напряжение питания $E_к$. При включении транзистора энергия, накопленная в катушке индуктивности, может привести к его повреждению. Известны способы защиты транзисторов от перенапряжения (поглощение части накоп-

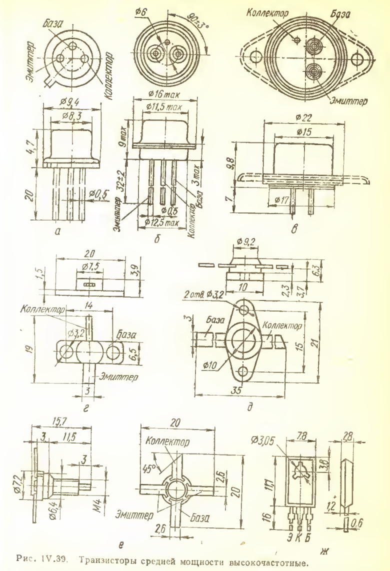


Рис. IV.39. Транзисторы средней мощности высокочастотные.

ленной катушкой индуктивности энергии или блокировка транзистора от попадания в опасную высоковольтовую область). Схема защиты с помощью последовательной RC-цепи приведена на рис. IV.42,*а*. Для этой схемы емкость конденсатора и сопротивление резистора определяются по формулам

$$C = 2LE_{к}^2/U_{max}^2 R_{н}; \ R1 = U_{max} R_{н}/\sqrt{2} E_{к},$$

где C — емкость, пФ; L — индуктивность, мкГн; $R1$ — сопротивление, Ом.

Схема защиты от всплесков напряжений с использованием шунтирующего диода приведена на рис. IV.42,*б*. Перепад напряжения на катушке индуктивности в этом случае равен прямому падению напряжения на диоде. Физический смысл защиты транзистора с помощью

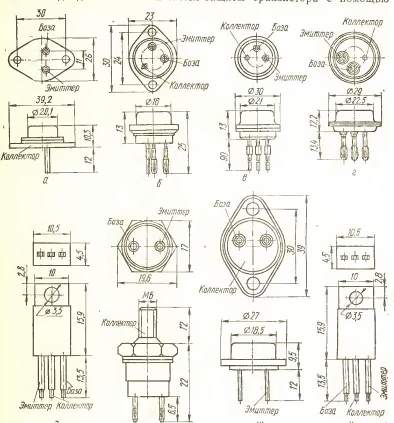


Рис. IV.40. Транзисторы большой мощности низкочастотные.

диода состоит в том, что энергия, запасенная катушкой индуктивности, передается с помощью диода источнику питания и выделяется на активном сопротивлении нагрузки. Для ускорения времени разряда последовательно с диодом можно включить добавочный резистор $R1$ (рис. IV.42,*в*). Включение резистора $R1$, кроме того, снимает высокочастотную генерацию контура, образованного паразитной емкостью диода и индуктивной нагрузкой. Вместо $R1$ можно применить кремниевый стабилитрон, включенный встречно шунтирующему диоду (рис. IV.43,*а*). В этом случае максимальное напряжение на транзисторе будет ограничено значением $U_{КЭ\,max} = E_к + U_{ст}$.

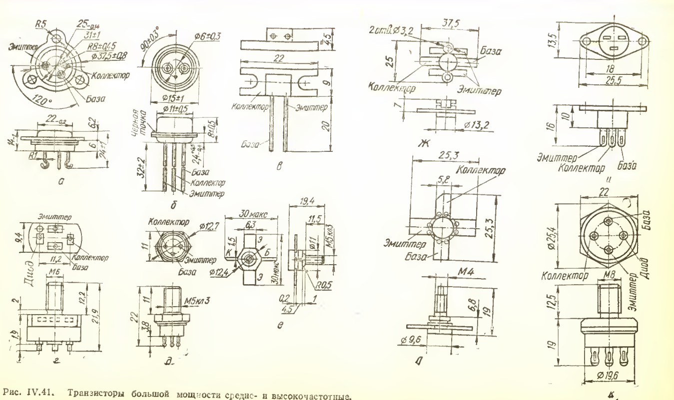


Рис. IV.41. Транзисторы большой мощности средне- и высокочастотные.

Для защиты усилителей от случайных перенапряжений, а также от импульсных перегрузок в схеме с реактивной нагрузкой применяются кремниевые стабилитроны (рис. IV.43,б). В усилителях низкой частоты можно также шунтировать участок коллектор — эмиттер диодом. В широкополосных усилителях, однако, такой способ может изменить частотные свойства каскада за счет значительной емкости диода. Схема защиты, используемая в широкополосных и других высокочастотных усилителях, приведена на рис. IV.43,в. Смещение

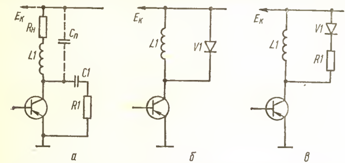


Рис. IV.42. Схемы защиты транзистора от перенапряжений с помощью: *а* — последовательной *RC*-цепи; *б* — шунтирующего диода; *в* — шунтирующего диода и резистора.

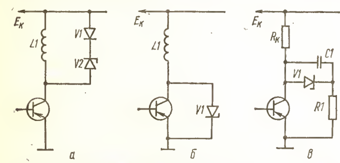


Рис. IV.43. Схемы защиты транзистора от перенапряжений с помощью: *а* — диода и стабилитрона; *б*, *в* — стабилитрона.

выбирается таким образом, чтобы оно было меньше $U_{ст}$ стабилитрона.

При нормальной работе каскада стабилитрон закрыт и не влияет на частотную характеристику усилителя. При превышении установленного напряжения стабилитрон шунтирует транзистор, предохраняя его от повреждения.

Для защиты транзистора от перегрузки по току рекомендуются следующие способы: включение токоограничивающих резисторов последовательно с выводами коллектора и эмиттера (не следует ограничивать ток включением резистора в цепь базы); шунтирование полупроводниковых приборов резистором; параллельное включение транзисторов. Используя последний способ, необходимо учитывать, что полупроводниковые приборы имеют разброс сопротивления и, следовательно, ток между параллельно включенными приборами распреде-

ляется неравномерно. Так как разброс сопротивления зависит от температуры и изменяется со временем, надежная работа достигается не подбором приборов с идентичными параметрами, а выравниванием тока приборов с помощью добавочных резисторов небольшой величины, включенных последовательно в цепь каждого прибора (рис. IV.44). Параллельно включенные транзисторы необходимо располагать на одном и том же теплоотводе, приняв меры по максимально возможному выравниванию температур их корпусов. Эти температуры не должны отличаться более чем на 1...2 °С.

Обеспечение теплового режима — одна из главных задач при конструировании радиоаппаратуры. Теплоотводящие элементы должны рассчитываться так, чтобы их тепловое сопротивление обеспечивало нормальную теплоотдачу корпуса транзистора в окружающую среду,

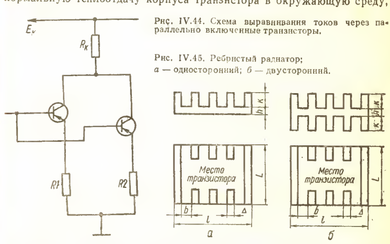


Рис. IV.44. Схема выравнивания токов через параллельно включенные транзисторы.

Рис. IV.45. Ребристый радиатор:
а — односторонний; б — двусторонний.

а температура перехода транзистора не превышала допустимую. При свободной компоновке элементов внутри аппаратуры целесообразно использовать специальные радиаторы или располагать транзисторы непосредственно на шасси прибора. По конструкции радиаторы делят на пластинчатые, ребристые односторонние (рис. IV.45,а) и двусторонние (рис. IV.45,б). Площадь теплоотвода приближенно можно вычислить по формуле

$$S\ (\text{см}^2) = 1000/(R_{\text{Тп.с}}\, \sigma_{\text{Т}}),$$

где $R_{\text{Т п.с}}$ — требуемое тепловое сопротивление переход — окружающая среда, °С/мВт; $\sigma_{\text{Т}}$ — коэффициент теплоизлучения от теплоотвода в окружающую среду, мВт/ (см² · °С). Коэффициент $\sigma_{\text{Т}}$ примерно равен 1,5 мВт/ (см² · °С) и зависит от количества тепла, отводимого от теплоотвода за счет теплопроводности, конвекции и излучения. Теплопроводиость растет с увеличением площади S теплоотвода. Отвод тепла за счет конвекции увеличивается с повышением разности температур теплоотвода и окружающей среды. Конвекция улучшается при вертикальном положении плоскости теплоотвода. Максимальный отвод тепла за счет излучения составляет 0,6 мВт/ (см² · °С). Рекомендуется покрывать теплоотвод (радиатор) черной матовой краской или зачернять его каким-либо способом для увеличения эффективности отвода тепла за счет излучения.

При плотной компоновке элементов внутри аппаратуры или больших мощностях рассеивания в приборе применение радиаторов, расположенных внутри блока или прибора, становится малоэффективным. В этом случае мощные транзисторы целесообразно располагать непосредственно на корпусе прибора или на радиаторах, имеющих тепловой контакт с внешней средой.

Для эффективной работы радиатора необходим надежный тепловой контакт с транзистором. Для этого контактирующая с транзистором поверхность радиатора должна быть плоской, гладкой, без заусенцев и царапин. Для каждого вывода транзистора следует просверлить отдельное отверстие минимального диаметра. Транзисторы необходимо крепить к радиатору при помощи предусмотренных конструкций (болты, фланцы и др.). Для улучшения теплового контакта между транзистором и теплоотводом используют специальные теплоотводящие пасты или смазки, например пасту кремнийорганическую теплопроводящую КПТ-8 ГОСТ 19783—74.

Электрическая изоляция транзистора от радиатора достигается установкой прокладок из слюды, фторопластовой пленки толщиной десятки микрометров, металлокерамических прокладок, а также использованием радиаторов с глубоким анодированием. Однако необходимо стремиться к электрической изоляции радиатора от корпуса прибора, а не транзистора от радиатора.

Если два или более мощных транзистора включены параллельно, то между ними должен быть хороший тепловой контакт, чтобы тепловой режим транзисторов был одинаковым и устойчивым. Для этого транзисторы устанавливают на общем радиаторе. В противном случае перегрев одного из них приведет к увеличению рассеиваемой им мощности за счет уменьшения ее на остальных транзисторах.

Правила установки и включения транзисторов. 1. Транзисторы необходимо крепить за корпус, причем мощные транзисторы — при помощи предусмотренных конструкций деталей (болты, специальные фланцы и т. п.).

2. Выводы разрешается изгибать на расстоянии не менее 10 мм от корпуса, если нет других указаний. Изгиб жестких выводов мощных транзисторов запрещается.

3. Транзисторы не следует располагать вблизи элементов и узлов с большим тепловыделением (электронные лампы, трансформаторы питания, мощные резисторы и др.).

4. Транзисторы не следует размещать в сильных магнитных полях.

5. Выводы следует паять не ближе 10 мм от корпуса, обеспечивая теплоотвод между местом пайки и корпусом транзистора. Время пайки должно быть как можно меньшим (не более 2...3 с). Следует применять припои с температурой плавления не более 260 °С (см. п. 5 гл. 1).

6. Выводы базы должны подсоединяться первыми, а отключаться последними. Запрещается подавать напряжение на транзистор с отключенной базой.

7. Транзисторы можно заменять только при отсутствии напряжения питания.

8. Необходимо исключить возможность подачи напряжения питания обратной (ошибочной) полярности, которым может быть пробит один из переходов транзистора. Для этого рекомендуется включать полупроводниковый диод последовательно в цепь питания транзистора.

9. Для защиты транзисторов от действия статического электричества необходимо тщательно заземлять оборудование и измерительные приборы, применять заземленные браслеты и паяльники с заземленным жалом.

4. Полевые транзисторы

Полевой транзистор — это полупроводниковый прибор, усилительные свойства которого обусловлены потоком основных носителей, протекающим через проводящий канал и управляемый электрическим полем. В отличие от биполярных работа полевых транзисторов основана на использовании основных носителей заряда в полупроводнике. По конструктивному исполнению и технологии изготовления полевые транзисторы можно разделить на две группы: полевые транзисторы с управляющим $p-n$-переходом и полевые транзисторы с изолированным затвором.

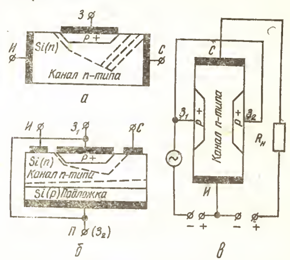


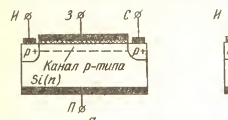
Рис. IV.46. Структура полевого транзистора с $p-n$-переходом (*а*, *б*) и принципиальная схема включения с ОИ (*в*).

Полевой транзистор с управляющим $p-n$-переходом — это полевой транзистор, затвор которого отделен в электрическом отношении от канала $p-n$-переходом, смещенным в обратном направлении. Полевой транзистор с управляющим $p-n$-переходом состоит из полупроводникового стержня (пластины из кремния) с омическими контактами по краям и одним или двумя $p-n$-переходами в центральной части (рис. IV.46, *а*). Между омическими контактами методом диффузии образуется проводящий канал с дырочной (для полупроводника p-типа) или электронной (для полупроводника n-типа) проводимостью, толщина которого управляется $p-n$-переходом, смещенным в обратном направлении и расположенным параллельно направлению движения носителей заряда. Электрод, из которого в канал входят основные носители заряда, называют истоком; электрод, через который в канал уходят носители заряда,— стоком; электрод, служащий для регулирования поперечного сечения канала,— затвором. При подключении к истоку отрицательного (для n-канала), а к стоку положительного напряжения (рис. IV.46,*б*) в канале возникает электрический ток, создаваемый движением электронов от истока к стоку, т. е. основными носителями заряда. В этом заключается существенное отличие полевого транзистора от биполярного. Движение носителей заряда

вдоль электронно-дырочного перехода (а не через переходы, как в биполярном транзисторе) является второй характерной особенностью полевого транзистора.

Электрическое поле, создаваемое между затвором и каналом, изменяет плотность носителей заряда в канале, т. е. величину протекающего тока. Так как управление происходит через обратно смещенный p — n-переход, сопротивление между управляющим электродом и каналом велико, а потребляемая мощность от источника сигнала в цепи затвора ничтожно мала. Поэтому полевой транзистор может обеспечить усиление электромагнитных колебаний как по мощности, так и по току и напряжению.

Полевые транзисторы с двумя управляющими p — n-переходами (затворами) являются более совершенными приборами (рис. IV.46,*б*). Второй затвор (второй p — n-переход) ограничивает канал снизу. Обычно второй затвор соединяют с заземленным (общим) истоком.



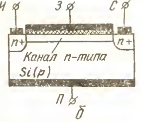


Рис. IV.47. Структура полевого транзистора с изолированным затвором: *а* — с индуцированным каналом; *б* — со встроенным каналом.

В некоторых случаях его соединяют с основным затвором, и тогда оба затвора действуют совместно. Но всегда второй затвор совместно с основным затвором участвует в перекрытии канала. Статические характеристики и параметры полевого транзистора с объединенными p — n-переходами такие же, как и у полевого транзистора с одним p — n-переходом, а при соединении второго затвора с истоком существенно уменьшается постоянная времени цепи затвора.

Полевой транзистор с изолированным затвором — это полевой транзистор, затвор которого отделен в электрическом отношении от канала слоем диэлектрика. Полевой транзистор с изолированным затвором состоит из пластины полупроводника (подложки) с относительно высоким удельным сопротивлением, в которой созданы две области с противоположным типом электропроводности (рис. IV.47). На эти области нанесены металлические электроды — исток и сток. Поверхность полупроводника между истоком и стоком покрыта тонким слоем диэлектрика (обычно слоем оксида кремния). На слой диэлектрика нанесен металлический электрод — затвор. Получается структура, состоящая из металла, диэлектрика и полупроводника. Поэтому полевые транзисторы с изолированным затвором часто называют МДП-транзисторами или МОП-транзисторами (металл — оксид — полупроводник). Существуют две разновидности МДП-транзисторов с индуцированным и со встроенным каналами.

В МДП-транзисторах с индуцированным каналом проводящий канал между сильнолегированными областями истока и стока и, следовательно, заметный ток стока появляются только при определенной полярности и при определенном значении напряжения на затворе относительно истока (отрицательного при p-канале и положительного

при n-канале). Это напряжение называют пороговым ($U_{ЗИ.пор}$). Так как появление и рост проводимости индуцированного канала связаны с обогащением его основными носителями заряда, то считают, что канал работает в режиме обогащения.

В МДП-транзисторах со встроенным каналом проводящий канал, изготовленный технологическим путем, образуется при напряжении на затворе, равном нулю. Током стока можно управлять, изменяя значение и полярность напряжения между затвором и истоком. При некотором положительном напряжении затвор — исток транзистора с p-каналом или отрицательном напряжении транзистора с n-каналом ток в цепи стока прекращается. Это напряжение называют напряжением отсечки ($U_{ЗИ.отс}$). МДП-транзистор со встроенным каналом может работать как в режиме обогащения, так и в режиме обеднения канала основными носителями заряда.

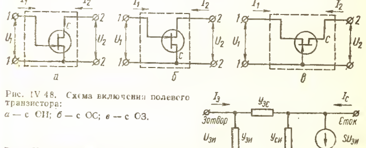


Рис. IV.48. Схема включения полевого транзистора:
а — с ОИ; *б* — с ОС; *в* — с ОЗ.

Рис. IV.49. Эквивалентная схема полевого транзистора.

Полевой транзистор в качестве элемента схемы представляет собой активный несимметричный четырехполюсник, у которого один из зажимов является общим для цепей входа и выхода. В зависимости от того, какой из электродов полевого транзистора подключен к общему выводу, различают схемы: с общим истоком и входом на затвор; с общим стоком и входом на затвор; с общим затвором и входом на исток. Схемы включения полевого транзистора показаны на рис. IV.48.

По аналогии с ламповой электроникой, где за типовую принята схема с общим катодом, для полевых транзисторов типовой является схема с общим истоком. Параметры полевых транзисторов удобно определять в системе проводимостей, или y-параметров четырехполюсника (см. п. 3 данной главы).

Эквивалентная схема полевого транзистора, элементы которой выражены через y-параметры, приведена на рис. IV.49. При таком подключении каждая из проводимостей имеет физический смысл.

Входная проводимость определяется проводимостью участка затвор — исток $y_{ЗИ} = y_{11} + y_{12}$; выходная проводимость — проводимостью участка сток — исток $y_{СИ} = y_{22} + y_{21}$; функция передачи — крутизной вольт-амперной характеристики $S = y_{21} - y_{12}$; функция обратной передачи — проходной проводимостью $y_{ЗС} = y_{12}$. Эти параметры принимаются за первичные параметры полевого транзистора, используемого в качестве четырехполюсника. Если первичные параметры четырехполюсника для схемы с общим истоком определены, то можно рассчитать параметры для любой другой схемы включения полевого транзистора.

Обозначение типа полевых транзисторов состоит из нескольких элементов. *Первый элемент* обозначает исходный материал, из которого изготовлен прибор: германий или его соединения — Г; кремний или его соединения — К; соединения галлия — А. *Второй элемент* — подкласс полупроводникового прибора (буква П). *Третий элемент* — назначение прибора (см. табл. IV.20). *Четвертый элемент* — порядковый номер разработки и технологического типа прибора (от 01 до 99). *Пятый элемент* — деление технологического типа на параметрические группы (буквы русского алфавита от А до Я). Наборы дискретных полупроводниковых приборов обозначаются в соответствии с их разновидностью и перед последним элементом добавляется буква С. Например, полевой транзистор, предназначенный для устройств широкого применения, кремниевый, малой мощности, высокочастотный, номер разработки 13, группа А — КП313А.

Обозначение параметров полевых транзисторов установлено ГОСТ 19095—73.

Начальный ток стока $I_{С.нач}$ — ток стока при напряжении между затвором и истоком, равном нулю, и напряжении на стоке, равном или превышающем напряжение насыщения. *Остаточный ток стока* $I_{С.ост}$ — ток стока при напряжении между затвором и истоком, превышающем напряжение отсечки. *Ток утечки затвора* $I_{З.ут}$ — ток затвора при заданном напряжении между затвором и остальными выводами, замкнутыми между собой. *Обратный ток перехода затвор — сток* $I_{ЗСО}$ — ток, протекающий в цепи затвор — сток при заданном обратном напряжении между затвором и стоком и разомкнутыми остальными выводами. *Обратный ток перехода затвор — исток* $I_{ЗИО}$ — ток, протекающий в цепи затвор — исток при заданном обратном напряжении между затвором и истоком и разомкнутыми остальными выводами.

Напряжение отсечки полевого транзистора $U_{ЗИ.отс}$ — напряжение между затвором и истоком транзистора с $p — n$-переходом или изолированным затвором, работающего в режиме обеднения, при котором ток стока достигает заданного низкого значения. *Пороговое напряжение полевого транзистора* $U_{ЗИ.пор}$ — напряжение между затвором и истоком транзистора с изолированным затвором, работающего в режиме обогащения, при котором ток стока достигает заданного низкого значения.

Крутизна характеристик полевого транзистора S — отношение изменения тока стока к изменению напряжения на затворе при коротком замыкании по переменному току на выходе транзистора в схеме с общим истоком.

Входная емкость полевого транзистора $C_{11и}$ — емкость между затвором и истоком при коротком замыкании по переменному току на выходе в схеме с общим истоком. *Выходная емкость полевого транзистора* $C_{22и}$ — емкость между стоком и истоком при коротком замыкании по переменному току на входе в схеме с общим истоком. *Проходная емкость полевого транзистора* $C_{12и}$ — емкость между затвором и стоком при коротком замыкании по переменному току на входе в схеме с общим истоком. *Емкость затвор — сток* $C_{ЗСО}$ — емкость между затвором и стоком при разомкнутых по переменному току остальных выводах. *Емкость затвор — исток* $C_{ЗИО}$ — емкость между затвором и истоком при разомкнутых по переменному току остальных выводах.

Коэффициент усиления по мощности $K_{ур}$ — отношение мощности на выходе полевого транзистора к мощности на входе при определенной частоте и схеме включения.

Частотные свойства полевых транзисторов определяются постоянной времени RC-цепи затвора. Поскольку входная емкость $C_{11и}$ у транзисторов с p — n-переходом велика (десятки пикофарад), их применение в усилительных каскадах с большим входным сопротивлением возможно в диапазоне частот, не превышающих сотен килогерц — единиц мегагерц.

При работе в переключающих схемах скорость переключения полностью определяется постоянной времени RC-цепи затвора. У полевых транзисторов с изолированным затвором входная емкость значительно меньше, поэтому их частотные свойства намного лучше, чем у полевых транзисторов с p — n-переходом.

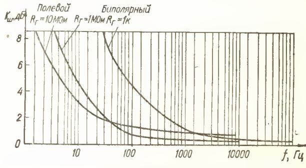


Рис. IV.50. Зависимость коэффициента шума полевого транзистора от частоты и внутреннего сопротивления источника сигнала.

Граничная частота определяется по формуле $f_{гр} \approx 159S/C_{11и}$, где $f_{гр}$ — частота, МГц; S — крутизна характеристики транзистора, мА/В; $C_{11и}$ — емкость между затвором и истоком при коротком замыкании по переменному току выходной цепи, пФ.

Шумовые свойства полевых транзисторов оцениваются коэффициентом шума $K_ш$ (см. п. 3 данной главы), который мало зависит от напряжения сток — исток, тока стока и окружающей температуры (ниже 50 °С) и монотонно возрастает с уменьшением частоты и внутреннего сопротивления источника сигнала. На рис. IV.50 представлена типичная зависимость коэффициента шума полевого транзистора от частоты и внутреннего сопротивления источника сигнала. Коэффициент шума измеряют в заданном режиме по постоянному току $U_{СИ}$, $I_С$ на определенной частоте.

Вместо коэффициента шума иногда указывают шумовое напряжение полевого транзистора $U_ш$ — эквивалентное шумовое напряжение, приведенное ко входу, в полосе частот при определенном полном сопротивлении генератора в схеме с общим истоком; шумовой ток $I_ш$ — эквивалентный шумовой ток, приведенный ко входу, при разомкнутом входе в полосе частот в схеме с общим истоком.

Тепловые параметры полевого транзистора характеризуют его устойчивость при работе в диапазоне температур. При изменении температуры свойства полупроводниковых материалов изменяются. Это

приводит к изменению параметров полевого транзистора, в первую очередь, тока стока, крутизны и тока утечки затвора.

Зависимость изменения тока стока от температуры определяется двумя факторами: контактной разностью потенциалов $p - n$-перехода и изменением подвижности основных носителей заряда в канале. При повышении температуры контактная разность потенциалов уменьшается, сопротивление канала падает, а ток увеличивается. Но повышение температуры приводит к уменьшению подвижности носителей заряда в канале и тока стока. При определенных условиях действие этих факторов взаимно компенсируется и ток полевого транзистора перестает зависеть от температуры. На рис. IV.51 приведены стоко-затворные характеристики при различных температурах окружающей

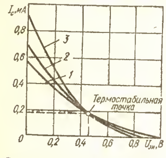


Рис. IV.51. Сток-затворные характеристики полевого транзистора при разных температурах:
1 — +85; 2 — +25; 3 — −60°C.

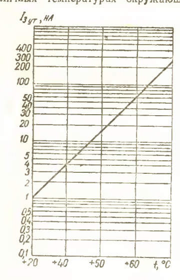


Рис. IV.52. Зависимость тока утечки затвора полевого транзистора с $p - n$-переходом от температуры.

среды и указано положение термостабильной точки. Зависимость крутизны характеристики от температуры у полевых транзисторов такая же, как и у тока стока. С ростом температуры ток утечки затвора увеличивается. Хотя абсолютное изменение тока незначительно, его надо учитывать при больших сопротивлениях в цепи затвора. В этом случае изменение тока утечки затвора может вызвать существенное изменение напряжения на затворе полевого транзистора и режима его работы. Температурная зависимость тока утечки затвора полевого транзистора с $p - n$-переходом приведена на рис. IV.52. В полевом транзисторе с изолированным затвором ток затвора практически не зависит от температуры.

Максимально допустимые параметры определяют значения конкретных режимов полевых транзисторов, которые не должны превышаться при любых условиях эксплуатации и при которых обеспечивается заданная надежность. К максимально допустимым параметрам относятся: максимально допустимое напряжение затвор — исток $U_{ЗИ\ max}$, затвор — сток $U_{ЗС\ max}$, сток — исток $U_{СИ\ max}$, максимально допустимое напряжение сток — подложка, $U_{СП\ max}$, исток — подложка $U_{ИП\ max}$, затвор — подложка $U_{ЗП\ max}$.

Максимально допустимый постоянный ток стока $I_{С.max}$, максимально допустимый прямой ток затвора $I_{З(пр)max}$, максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность P_{max}.

Вольт-амперные характеристики полевых транзисторов устанавливают зависимость тока стока $I_С$ от одного из напряжений $U_{СИ}$ или $U_{ЗИ}$ при фиксированной величине второго.

Статические стоковые характеристики полевого транзистора с управляющим p — n-переходом представляют собой выраженную графически зависимость $I_С = \varphi(U_{СИ})$ при $U_{ЗИ} = \text{const}$. При $U_{ЗИ} = 0$ и малых значениях $U_{СИ}$ ток стока изменяется прямо пропорционально напряжению (начало участка АБ, рис. IV.53,*а*). В точке Б из-за заметного сужения стокового участка канала и уменьшения его общей проводимости намечается некоторое отклонение характеристики от прямой линии. На участке БВ существенное сужение стокового участка канала и значительное уменьшение его общей проводимости замедляют рост тока $I_С$ с увеличением $U_{СИ}$. В точке В при $U_{СИ.нас} = |U_{ЗИ.отс}|$ ток стока достигает значения насыщения и при дальнейшем увеличении $U_{СИ}$ остается почти неизменным. Этот ток называется начальным током стока $I_{С.нач}$. При $U_{СИ.проб}$ возникает электрический пробой стокового участка управляющего *p — n*-перехода и ток стока резко возрастает. При подаче некоторого отрицательного напряжения на затвор ($U_{ЗИ} < 0$) управляющий *p — n*-переход расширяется, сужая токопроводящий канал, что приводит к уменьшению исходной проводимости канала и более пологому ходу начального участка данной статической стоковой характеристики. При этом значения $U_{СИ.нас}$ и $I_{С.нас}$ уменьшаются. Несколько меньшим оказывается и напряжение электрического пробоя, так как обратное напряжение на стоковом участке управляющего *p — n*-перехода представляет собой сумму $U_{СИ} + |U_{ЗИ}|$. Аналогичный вид имеют и все остальные характеристики семейства. Геометрическое место точек, соответствующих перекрытию токопроводящего канала и наступлению режима насыщения на графике (рис. IV.53,*а*), показано штриховой линией.

Статическая стоко-затворная характеристика (характеристика управления) $I_С = \varphi(U_{ЗИ})$ приведена на рис. IV.53,*б*. Так как полевой транзистор обычно работает в режиме насыщения, то, как правило, рассматривают стоко-затворную характеристику для этого режима работы. Начальный участок при $U_{ЗИ.отс}$ соответствует установлению в транзисторе остаточного тока $I_{С.ост}$, имеющего значение несколько микроампер. При $U_{ЗИ} = 0$ значение тока стока достигает максимальной величины $I_{С\,max}$.

Статические стоковые характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом имеют аналогичный характер (рис. IV.54). При определенном напряжении $|U_{ЗИ}| \leqslant |U_{ЗИ.пор}|$ канал находится практически в закрытом состоянии ($I_С = I_{С.ост}$). При увеличении напряжения $U_{ЗИ} > U_{ЗИ.пор}$ происходит смещение тока насыщения в сторону увеличения. Начальный участок стоко-затворной характеристики при $U_{ЗИ.пор}$ соответствует $I_С = I_{С.ост}$, аналогично полевому транзистору с *p — n*-переходом.

В МДП-транзисторе с индуцированным каналом с подложкой *p*-типа при $U_{ЗИ} = 0$ канал *n*-типа может находиться в проводящем

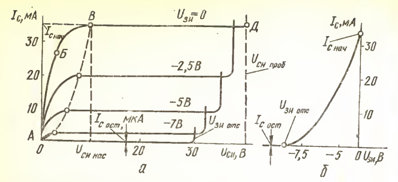


Рис. IV.53. Вольт-амперные характеристики полевого транзистора с $p-n$-переходом и n-каналом:
а — стоковые; *б* — стоко-затворные.

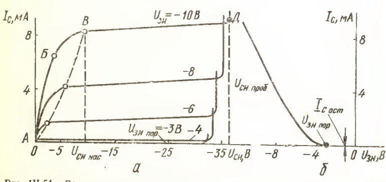


Рис. IV.54. Вольт-амперные характеристики полевого транзистора с индуцированным каналом p-типа:
а — стоковые; *б* — стоко-затворные.

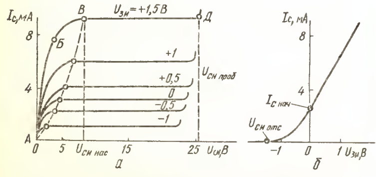


Рис. IV.55. Вольт-амперные характеристики полевого транзистора со встроенным каналом n-типа:
а — стоковые; *б* — стоко-затворные.

состоянии. При некотором пороговом напряжении $U_{ЗИ.пор} < 0$ за счет обеднения канала основными носителями проводимость его значительно уменьшается. Статические стоковые характеристики в этом случае будут иметь вид, изображенный на рис. IV.55,*а*, а стоко-затворная характеристика пересекает ось ординат в точке со значением тока $I_{С.нач}$ (рис. IV.55,*б*).

Особенностью МДП-транзистора с индуцированным каналом *n*-типа является возможность работы без постоянного напряжения смещения ($U_{ЗИ} = 0$) в режиме как обеднения, так и обогащения канала основными носителями заряда. МДП-транзистор с встроенным каналом имеет вольт-амперные характеристики, аналогичные изображенным на рис. IV.55.

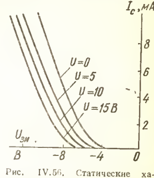


Рис. IV.56. Статические характеристики управления МДП-транзистора с индуцированным каналом для различных напряжений на подложке относительно истока.

У МДП-транзисторов всех типов потенциал подложки относительно истока оказывает заметное влияние на вольт-амперные характеристики и соответственно параметры транзистора. Благодаря воздействию на проводимость канала подложка может выполнять функцию затвора. Напряжение на подложке относительно истока должно иметь такую полярность, чтобы *p* — *n*-переход исток — подложка включался в обратном направлении. При этом *p* — *n*-переход канал — подложка действует как затвор полевого транзистора с управляющим *p* — *n*-переходом. На рис. IV.56 приведены статические характеристики управления МДП-транзистора с индуцированным каналом *p*-типа для различных напряжений на подложке относительно истока при $U_{СИ}$ = const.

Таблица IV.33. **Режимы работы каналов и полярности электродных напряжений полевых транзисторов**

Тип полевого транзистора	Канал	Подложка	Режим	$U_{ЗИ}$	$U_{ЗИ.отс}$ $U_{ЗИ.пор}$	$U_{СИ}$	$U_{ПИ}$
Транзистор с управляющим *p*—*n*-переходом	*n*	*p*	Обеднение	<0	<0	>0	⩽0
	p	*n*	»	>0	>0	<0	⩾0
МДП-транзистор с индуцированным каналом *p*-типа	*p*	*n*	Обогащение	<0	<0	<0	⩾0
МДП-транзистор с индуцированным каналом *n*-типа	*n*	*p*	Обеднение	<0	<0	>0	⩽0
			Обогащение	>0			
МДП-транзистор со встроенным каналом	*n*	*p*	Обеднение	<0	<0	>0	⩽0
			Обогащение	>0			
	p	*n*	Обеднение	>0	>0	<0	⩾0
			Обогащение	<0			

Примечание. МДП-транзисторы с индуцированным каналом *n*-типа при условии соизмеримости $I_{С\ нач}$ с рабочим током или при использовании режима обеднения относят к типу транзисторов со встроенным каналом.

Режимы работы каналов и полярности электродных напряжений относительно истока для полевых транзисторов всех типов приведены в табл. IV.33, а условные графические обозначения полевых транзи-

Рис. IV.57. Условное графическое обозначение полевых транзисторов:

а — с управляющим *p* — *n*-переходом и *p*-каналом; *б* — с управляющим *p* — *n*-переходом и *n*-каналом; *в* — изолированным затвором обедненного типа с *p*-каналом; *г* — изолированным затвором обедненного типа с *n*-каналом; *д* — с изолированным затвором обогащенного типа с *p*-каналом; *е* — с изолированным затвором обогащенного типа с *n*-каналом.

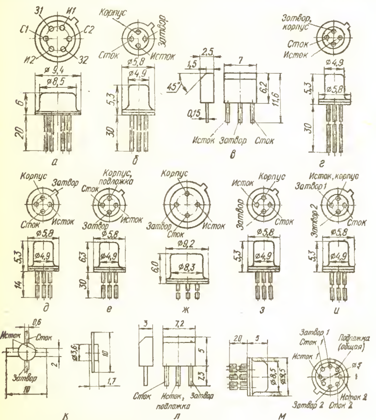


Рис. IV.58. Маломощные полевые транзисторы.

сторов в электрических схемах (ГОСТ 2.730—73) показаны на рис. IV.57. Основные параметры полевых транзисторов даны в табл. IV.34, IV.35, а конструкция и расположение выводов — на рис. IV.58, IV.59.

Таблица IV.34. Основные параметры маломощных полевых транзисторов

Параметр	Обозначение	Единица	КП101Г	КП101Д	КП101Е	КП103Е	КП103Ж	КП103И
			Тип транзистора					
Начальный ток стока	$I_{С,\ нач}$	мА	0,15...2	0,3...4	0,5...5	0,3...2,5	0,5...3	0,8...1,8
Крутизна характеристики	S	мА/В	≥0,15	≥0,4	≥0,3	0,4...2,4	0,5...2,8	0,8...2,7
Напряжение отсечки	$U_{ЗИ.\ отс}$	В	≤5	≤5	≤6	0,4...1,5	0,5...2,2	0,8...3
Пороговое напряжение	$U_{ЗИ.\ пор}$	В	—	—	—	—	—	—
Ток утечки затвора	$I_{З.\ ут}$	нА	2	2	2	20	20	20
Коэффициент шума	$K_{ш}$	дБ	≤4	≤7	—	≤3	≤3	≤3
Входная емкость	$C_{11и}$	пФ	10	10	10	20	20	20
Проходная емкость	$C_{12и}$	пФ	5	5	5	8	8	8
Максимальная рабочая частота	f_{max}	МГц	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение затвор — исток	$U_{ЗИ\ max}$	В	10	10	10	—	—	—
постоянное напряжение затвор — сток	$U_{ЗС.\ max}$	В	10	10	10	15	15	15
постоянное напряжение сток — исток	$U_{СИ.\ max}$	В	10	10	10	10	10	12
постоянный ток стока	$I_{С.\ max}$	мА	—	5	5	—	—	—
постоянная рассеиваемая мощность	P_{max}	мВт	—	—	—	7	12	21
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−45	−45	−45	−55	−55	−55
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{T\ п.с}$	°С/мВт	—	—	—	—	—	—
Тип канала			p—n-, p-канал					
Конструкция (номер рисунка)			IV.58, д			IV.58, в; IV.58, г		
Основное назначение			Для усиления, генерирования и преобразования колебаний НЧ			Для входных каскадов усилителей низкой частоты и постоянного тока с высоким входным сопротивлением		

Продолжение табл. IV.34

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КП103К	КП103Л	КП103М	КПС104А	КПС104Б	КПС104В	КПС104Г
Начальный ток стока	$I_{С. нач}$	мА	1...5,5	1,8...6,6	3...12	0,1...0,8	0,1...0,8	0,35...1,5	1,1...3
Крутизна характеристики	S	мА/В	1...3,0	1,8...3,8	1,3...4,4	≥0,35	≥0,35	≥0,35	≥1,0
Напряжение отсечки	$U_{ЗИ. отс}$	В	1,4...4,0	2,6...6,0	2,8...7,0	0,2...1,0	0,2...1,0	0,4...2	1,0...3
Пороговое напряжение	$U_{ЗИ. пор}$	В	—	—	—	—	—	—	—
Ток утечки затвора	$I_{З. ут}$	нА	20	20	20	0,3	0,3	1,0	1,0
Коэффициент шума	$K_{ш}$	дБ	≤3	≤3	≤3	≤0,4*[1]	≤1,0*[1]	≤5,0*[1]	≤1,0*[1]
Входная емкость	$C_{11и}$	пФ	20	20	20	4,5	4,5	4,5	4,5
Проходная емкость	$C_{12и}$	пФ	8	8	8	1,5	1,5	1,5	1,5
Максимальная рабочая частота	f_{max}	МГц	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение затвор — исток	$U_{ЗИ. max}$	В	—	—	—	30	30	30	30
постоянное напряжение затвор — сток	$U_{ЗС. max}$	В	15	17	17	30	30	30	30
постоянное напряжение сток — исток	$U_{СТ. max}$	В	10	12	10	25	25	25	25
постоянный ток стока	$I_{С. max}$	мА	—	—	—	—	—	—	—
постоянная рассеиваемая мощность	P_{max}	мВт	38	66	120	45	45	45	45
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−55	−55	−55	−50	−50	−50	−50
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т п.с}$	°С/мВт	—	—	—	—	—	—	—
Тип канала			p—n-, p-канал			p—n, n-канал			
Конструкция (номер рисунка)			IV.58, *в*; IV.58, *г*			IV.58, *а*			
Основное назначение			Для входных каскадов низкой частоты и постоянного тока с высоким входным сопротивлением			Для входных каскадов дифференциальных малошумящих усилителей НЧ и постоянного тока с высоким входным сопротивлением			

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора				
			КПС104Д	КПС104Е	КП301Б	КП301В	КП301Г
Начальный ток стока	$I_{С.\ нач}$	мА	1,0...3,0	0,4...2	$0,5 \cdot 10^{-3}$	$0,5 \cdot 10^{-3}$	$0,5 \cdot 10^{-3}$
Крутизна характеристики	S	мА/В	≥1,0	≥0,65	1,0...2,6	2,0...3,0	0,5...1,6
Напряжение отсечки	$U_{ЗИ.\ отс}$	В	1,0...3	0,4...2	—	—	—
Пороговое напряжение	$U_{ЗИ.\ пор}$	В	—	—	2,7...7,4	2,7...7,4	2,7...7,4
Ток утечки затвора	$I_{З.\ ут}$	нА	1,0	0,3	0,3	0,3	0,3
Коэффициент шума	$K_{ш}$	дБ	≤5,0*[1]	—	≤9,5	≤9,5	≤9,5
Входная емкость	$C_{11и}$	пФ	4,5	4,5	3,5	3,5	3,5
Проходная емкость	$C_{12и}$	пФ	1,5	1,5	1,0	1,0	1,0
Максимальная рабочая частота	f_{max}	МГц	—	—	100	100	100
Максимально допустимые параметры							
постоянное напряжение затвор — исток	$U_{ЗИ.\ max}$	В	30	30	30	30	30
постоянное напряжение затвор — сток	$U_{ЗС.\ max}$	В	30	30	—	—	—
постоянное напряжение сток — исток	$U_{СИ.\ max}$	В	25	25	20	20	20
постоянный ток стока	$I_{С.\ max}$	мА	—	—	15	15	15
постоянная рассеиваемая мощность	P_{max}	мВт	45	45	200	200	200
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+70	+70	+70
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—50	—50	—45	—45	—45
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.с}$	°С/мВт	—	—	—	—	—
Тип канала			*p—n*, *n*-канал		Индуцированный *p*-канал		
Конструкция (номер рисунка)			IV. 58, *а*		IV.58, *е*		
Основное назначение			Для входных каскадов дифференциальных малошумящих усилителей НЧ и постоянного тока с высоким входным сопротивлением		Для входных каскадов малошумящих усилителей с высоким входным сопротивлением		

Продолжение табл. IV.34

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КП302А	КП302Б	КП302В	КП302Г	КП303А	КП303Б	КП303В
Начальный ток стока	$I_{С. нач}$	мА	3...24	18...43	≥33	15...65	0,5...2,5	0,5...2,5	1,5...5
Крутизна характеристики	S	мА/В	≥5	≥7	—	≥7	1,0...4,0	1,0...4,0	2,0...5
Напряжение отсечки	$U_{ЗИ. отс}$	В	1...5	2,5...7	3,0...10	2,0...7	0,5...3,0	0,5...3,0	1,0...4
Пороговое напряжение	$U_{ЗИ. пор}$	В	—	—	—	—	—	—	—
Ток утечки затвора	$I_{З. ут}$	нА	10	10	10	10	1,0	1,0	1,0
Коэффициент шума	$K_{ш}$	дБ	—	—	—	—	—	—	—
Входная емкость	$C_{11и}$	пФ	20	20	20	20	6	6	6
Проходная емкость	$C_{12и}$	пФ	8	8	8	8	2	2	2
Максимальная рабочая частота	f_{max}	МГц	150	150	150	150	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение затвор — исток	$U_{ЗИ. max}$	В	10	10	12	10	30	30	30
постоянное напряжение затвор — сток	$U_{ЗС\ max}$	В	20	20	20	20	30	30	30
постоянное напряжение сток — исток	$U_{СИ. max}$	В	20	20	20	20	25	25	25
постоянный ток стока	$I_{С. max}$	мА	24	24	43	43	20	20	20
постоянная рассеиваемая мощность	P_{max}	мВт	300	300	300	300	200	200	200
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+100	+100	+100	+100	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−60	−60	−60	−60	−40	−40	−40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т п.с}$	°С/мВт	—	—	—	—	—	—	—
Тип канала			*p—n*-, *n*-канал						
Конструкция (номер рисунка)			IV.58, *ж*				IV.58, *д*		
Основное назначение			Для применения в широкополосных усилителях в диапазоне частот до 150 МГц. КП302В — для ключевых устройств				Для входных каскадов усилителей высокой и низкой частот с высоким входным сопротивлением		

Параметр	Обозначение	Единица	КП303Г	КП303Д	КП303Е	КП303Ж	КП303И	КП304А	КП305Д
			Тип транзистора						
Начальный ток стока	$I_{С. нач}$	мА	3,0...12	3,0...9,0	5,0...20	0,3...3	1,5...5,0	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$**
Крутизна характеристики	S	мА/В	3,0...7	≥2,6	≥4,0	1,0...4	2,0...6,0	≥4	5,2...10,5
Напряжение отсечки	$U_{ЗИ. отс}$	В	≤8	≤8	≤8	0,3...3	0,5...2,0	—	≥−6,0
Пороговое напряжение	$U_{ЗИ. пор}$	В	—	—	—	—	—	5,0	—
Ток утечки затвора	$I_{З. ут}$	нА	0,1	1,0	1,0	5,0	5,0	20	1,0
Коэффициент шума	$K_{ш}$	дБ	—	≤4	≤4	—	—	—	≤7,5
Входная емкость	$C_{11и}$	пФ	6	6	6	6	6	9	5
Проходная емкость	$C_{12и}$	пФ	2	2	2	2	2	2	0,8
Максимальная рабочая частота	f_{max}	МГц	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение затвор — исток	$U_{ЗИ. max}$	В	30	30	30	30	30	30	15
постоянное напряжение затвор — сток	$U_{ЗС. max}$	В	30	30	30	30	30	30	15
постоянное напряжение сток — исток	$U_{СИ. max}$	В	25	25	25	25	25	25	15
постоянный ток стока	$I_{С. max}$	мА	20	20	20	20	20	30	15
постоянная рассеиваемая мощность	P_{max}	мВт	200	200	200	200	200	200	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+85	+125
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−40	−40	−45	−60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т п.с}$	°С/Вт	—	—	—	—	—	—	—
Тип канала			*p—n-*, *n*-канал					Индуцированный *p*-канал	Встроенный *n*-канал
Конструкция (номер рисунка			IV.58, *д*					IV.58, *б*	IV.58, *з*
Основное назначение			Для входных каскадов усилителей высокой и низкой частот с высоким входным сопротивлением					Для усилительных каскадов высокой и низкой частот с высоким входным сопротивлением	

Продолжение табл. IV.34

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора					
			КП305Е	КП305Ж	КП305И	КП306А	КП306Б	КП306В
Начальный ток стока	$I_{С. нач}$	мА	$1 \cdot 10^{-3}$*2	$1 \cdot 10^{-3}$*2	$1 \cdot 10^{-3}$*2	$5 \cdot 10^{-3}$**	$5 \cdot 10^{-3}$**	$5 \cdot 10^{-3}$**
Крутизна характеристики	S	мА/В	4,0...8,0	5,2...10,5	4,0...10,5	4,0...8	4,0...8	4,0...8
Напряжение отсечки	$U_{ЗИ. отс}$	В	⩾−6,0	⩾−6,0	⩾−6,0	⩾−4	⩾−4	⩾−6
Пороговое напряжение	$U_{ЗИ. пор}$	В	—	—	—	—	—	—
Ток утечки затвора	$I_{З. ут}$	нА	0,001	1,0	1,0	5	5	5
Коэффициент шума	$K_{ш}$	дБ	—	<7,5	—	⩽6	⩽6	⩽6
Входная емкость	$C_{11и}$	пФ	5	5	5	5	5	5
Проходная емкость	$C_{12и}$	пФ	0,8	0,8	0,8	0,07	0,07	0,07
Максимальная рабочая частота	f_{max}	МГц	—	—	—	800	800	800
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение затвор — исток	$U_{ЗИ. max}$	В	15	15	15	20	20	20
постоянное напряжение затвор — сток	$U_{ЗС. max}$	В	15	15	15	20	20	20
постоянное напряжение сток — исток	$U_{СИ. max}$	В	15	15	15	20	20	20
постоянный ток стока	$I_{С. max}$	мА	15	15	15	20	20	20
постоянная рассеиваемая мощность	P_{max}	мВт	150	150	150	150	150	150
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+125	+125	+125	+125	+125	+125
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−60	−60	−60	−60	−60	−60
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т п.с}$	°С/мВт	—	—	—	—	—	—
Тип канала			Встроенный *n*-канал					
Конструкция (номер рисунка)			IV.58, *з*			IV.58, *и*		
Основное назначение			Для усилительных каскадов высокой и низкой частот с высоким входным сопротивлением			Для преобразовательных и усилительных каскадов высокой и низкой частот с высоким входным сопротивлением		

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора						
			КП307А	КП307Б	КП307В	КП307Г	КП307Д	КП307Е	КП307Ж
Начальный ток стока	$I_{С.\ нач}$	мА	3,0...9	5,0...15	5,0...15	8...24	8...24	1,5...5	3...25
Крутизна характеристики	S	мА/В	4,0...9	5,0...10	5,0...10	6...12	6...12	3...8	4
Напряжение отсечки	$U_{ЗИ.\ отс}$	В	0,5...3	1,0...1,5	1,0...5	1,5...6	1,5...6	0,5...2,5	≤7
Пороговое напряжение	$U_{ЗИ.\ пор}$	В	—	—	—	—	—	—	—
Ток утечки затвора	$I_{З.\ ут}$	нА	1	1	1	1	2	1	0,1
Коэффициент шума	$K_{ш}$	дБ	≤20 *1	≤2,5 *1	≤6	≤2,5 *1	≤6	≤20 *1	—
Входная емкость	$C_{11и}$	пФ	5	5	5	5	5	5	5
Проходная емкость	$C_{12и}$	пФ	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5
Максимальная рабочая частота	f_{max}	МГц	—	—	—	—	—	—	—
Максимально допустимые параметры									
постоянное напряжение затвор — исток	$U_{ЗИ.\ max}$	В	27	27	27	27	27	27	27
постоянное напряжение затвор — сток	$U_{ЗС.\ max}$	В	27	27	27	27	27	27	27
постоянное напряжение сток — исток	$U_{СИ.\ max}$	В	27	27	27	27	27	27	27
постоянный ток стока	$I_{С.\ max}$	мА	25	25	25	25	25	25	25
постоянная рассеиваемая мощность	P_{max}	мВт	250	250	250	250	250	250	250
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−40	−40	−40	−40
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т\ п.с}$	°С/мВт	—	—	—	—	—	—	—
Тип канала			*p—n*-, *n*-канал						
Конструкция (номер рисунка)			IV.58, *д*						
Основное назначение			Для входных каскадов усилителей высокой и низкой частот с высоким входным сопротивлением						

Продолжение табл. IV.34

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора				
			КП312А	КП312Б	КП313А	КП313Б	КП313В
Начальный ток стока	$I_{С. нач}$	мА	⩽8	⩽1,5	—	—	—
Крутизна характеристики	S	мА/В	4	2	4,5...10,5	4,5...10,5	4,5...10,5
Напряжение отсечки	$U_{ЗИ. отс}$	В	⩽8	⩽6	⩾−6	⩾−6	⩾−6
Пороговое напряжение	$U_{ЗИ. пор}$	В	—	—	—	—	—
Ток утечки затвора	$I_{З. ут}$	нА	10	10	10	10	10
Коэффициент шума	$K_{ш}$	дБ	⩽4	⩽6	⩽7,5	⩽7,5	⩽7,5
Входная емкость	$C_{11и}$	пФ	4	4	7	7	7
Проходная емкость	$C_{12и}$	пФ	1	1	0,8	0,8	0,8
Максимальная рабочая частота	f_{max}	МГц	—	—	—	300	300
Максимально допустимые параметры							
постоянное напряжение затвор — исток	$U_{ЗИ. max}$	В	25	25	10	10	10
постоянное напряжение затвор — сток	$U_{ЗС. max}$	В	25	25	15	15	15
постоянное напряжение сток — исток	$U_{СИ. max}$	В	20	20	15	15	15
постоянный ток стока	$I_{С. max}$	мА	25	25	15	15	15
постоянная рассеиваемая мощность	P_{max}	мВт	100	100	120	120	120
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+100	+100	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−60	−60	−45	−45	−45
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т п.с}$	°С/мВт	1	1	—	—	—
Тип канала			p—n-, n-канал		Встроенный n-канал		
Конструкция (номер рисунка)			IV.58, *к*		IV.58, *л*		
Основное назначение			Для входных усилительных и преобразовательных каскадов СВЧ		Для усилительных каскадов высокой и низкой частот с высоким входным сопротивлением		

Параметр	Обозначение	Единица	КП314А	КПС315А	КПС315Б	КП350А	КП350Б	КП350В
			Тип транзистора					
Начальный ток стока	$I_{С.нач}$	мА	2,5...20	1,0...20	1,0...20	⩽3,5	⩽3,5	⩽3,5
Крутизна характеристики	S	мА/В	4,0	2,8	2,8	6,0	6,0	6,0
Напряжение отсечки	$U_{ЗИ.отс}$	В	—	1,0...5,0	0,4...2,0	4,5/6	4,5/6	4,5/6
Пороговое напряжение	$U_{ЗИ.пор}$	В	—	—	—	—	—	—
Ток утечки затвора	$I_{З.ут}$	нА	0,1	0,25	1,0	5,0	5,0	5,0
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	—	6	6	8
Входная емкость	$C_{11и}$	пФ	6	8	8	6	6	6
Проходная емкость	$C_{12и}$	пФ	2	—	—	0,07	0,07	0,07
Максимальная рабочая частота	f_{max}	МГц	100	60	60	700	700	700
Максимально допустимые параметры								
постоянное напряжение затвор — исток	$U_{ЗИ.max}$	В	30	30	30	15	15	15
постоянное напряжение затвор — сток	$U_{ЗС.max}$	В	30	30	30	21/15[*3]	21/15[*3]	21/15[*3]
постоянное напряжение сток — исток	$U_{СИ.max}$	В	25	25	25	15	15	15
постоянный ток стока	$I_{С.max}$	мА	20	—	—	30	30	30
постоянная рассеиваемая мощность	P_{max}	мВт	200	300	300	200	200	200
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+85	+100	+100	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−173	−60	−60	−45	−45	−45
Общее тепловое сопротивление транзистора	$R_{Т п.с}$	°С/мВт	—	—	—	—	—	—
Тип канала			*p—n*-, *n*-канал			Индуцированный *n*-канал		
Конструкция (номер рисунка)			IV.58, *д*	IV.58, *м*		IV.58, *и*		
Основное назначение			Для охлаждаемых каскадов предусилителей	Для входных каскадов дифференциальных усилителей		Для усилительных, генераторных и преобразовательных каскадов СВЧ		

*1 Напряжение шумов, нВ/$\sqrt{Гц}$.
*2 Остаточный ток стока.
*3 Числитель — $U_{З1С}$, знаменатель — $U_{З2С}$.

Таблица IV.35. Основные параметры мощных полевых транзисторов

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора				
			КП901А	КП901Б	КП902А	КП902Б	КП902В
Начальный ток стока	$I_{С.\ нач}$	мА	200	200	10	10	10
Остаточный ток стока	$I_{С.\ ост}$	мА	50	50	0,5	0,5	0,5
Ток утечки затвора	$I_{З.\ ут}$	нА	—	—	3	3	3
Напряжение отсечки	$U_{ЗИ.\ отс}$	В	—	—	—	—	—
Крутизна характеристики	S	мА/В	≥50	≥60	≥10	≥10	≥10
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	—	6	—	8
Входная емкость	$C_{11н}$	пФ	100	100	11	11	11
Проходная емкость	$C_{12н}$	пФ	10	10	0,8	0,8	0,8
Коэффициент усиления по мощности	$K_{ур}$	дБ	7...12,5	10...16	6,6...15,4	6,6...15,4	6,6...15,4
Максимально допустимые параметры							
постоянное напряжение затвор — исток	$U_{ЗИ.\ max}$	В	30	30	30	30	30
постоянное напряжение затвор — сток	$U_{ЗС.\ max}$	В	85	85	—	—	—
постоянное напряжение сток — исток	$U_{СИ.\ max}$	В	70	70	60	60	60
постоянный ток стока	$I_{С.\ max}$	А	4	4	0,2	0,2	0,2
постоянная рассеиваемая мощность	P_{max}	Вт	20	20	3,5	3,5	3,5
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+100	+100	+85	+85	+85
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−60	−60	−45	−45	−45
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.к}$	°С/Вт	—	—	—	—	—
Тип канала			Индуцированный n-канал		Изолированный затвор, n-канал		
Конструкция (номер рисунка)			IV.59, *а*		IV.59, *а*		
Основное назначение			Для приемо-передающих устройств в диапазоне КВ и УКВ		Для приемо-передающих устройств в диапазоне частот до 400 МГц		

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора				
			КП903А	КП903Б	КП903В	КП904А	КП904Б
Начальный ток стока	$I_{С.\ нач}$	мА	700	—	—	350	350
Остаточный ток стока	$I_{С.\ ост}$	мА	—	—	$50 \cdot 10^{-5}$	200	200
Ток утечки затвора	$I_{З.\ ут}$	нА	100	100	100	—	—
Напряжение отсечки	$U_{ЗИ.\ отс}$	В	⩽12	⩽6,5	⩽10	—	—
Крутизна характеристики	S	мА/В	⩾85	⩾50	⩾60	⩾250	⩾250
Коэффициент шума	$K_{ш}$	дБ	5*1	5*1	5*1	—	—
Входная емкость	$C_{11и}$	пФ	18*2	18*2	18*2	300*2	300*2
Проходная емкость	$C_{12и}$	пФ	15*3	15*3	15*3	—	—
Коэффициент усиления по мощности	$K_{ур}$	дБ	7,6...16	7,6...16	7,6...16	11...14	11...14
Максимально допустимые параметры							
постоянное напряжение затвор — исток	$U_{ЗИ.\ max}$	В	15	15	15	30	30
постоянное напряжение затвор — сток	$U_{ЗС.\ max}$	В	20	20	20	90	90
постоянное напряжение сток — исток	$U_{СИ.\ max}$	В	20	20	20	70	70
постоянный ток стока	$I_{С.\ max}$	А	0,7	0,7	0,7	—	—
постоянная рассеиваемая мощность	P_{max}	Вт	6	6	6	75	75
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+100	+100	+100	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	—60	—60	—60	—60	—60
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{Т\ п.к}$	°С/Вт	25	25	25	—	—
Тип канала			*p—n-*, *n*-канал			Индуцированный *n*-канал	
Конструкция (номер рисунка)			IV.59, *б*			IV.59, *в*	
Основное назначение			Для приемо-передающих устройств в диапазоне частот до 30 МГц			Для усилительных, преобразовательных и генераторных каскадов в диапазоне частот до 400 МГц	

Продолжение табл. IV.35

Параметр	Обозначение	Единица	Тип транзистора				
			КП905А	КП905Б	КП905В	КП907А	КП907Б
Начальный ток стока	$I_{С.\ нач}$	мА	20	20	20	100	100
Остаточный ток стока	$I_{С.\ ост}$	мА	1,0	1,0	1,0	10	10
Ток утечки затвора	$I_{З.\ ут}$	нА	—	—	—	—	—
Напряжение отсечки	$U_{ЗИ.\ отс}$	В	—	—	—	—	—
Крутизна характеристики	S	мА/В	≥18	≥18	≥18	≥110	≥110
Коэффициент шума	$K_ш$	дБ	—	≥6,5	—	—	—
Входная емкость	$C_{11и}$	пФ	7	11	13	—	—
Проходная емкость	$C_{12и}$	пФ	0,6	0,6	0,8	3	3
Коэффициент усиления по мощности	$K_{ур}$	дБ	≥8	≥6	≥4	—	—
Максимально допустимые параметры							
постоянное напряжение затвор — исток	$U_{ЗИ.\ max}$	В	30	30	30	30	30
постоянное напряжение затвор — сток	$U_{ЗС.\ max}$	В	70	70	70	70	70
постоянное напряжение сток — исток	$U_{СИ.\ max}$	В	60	60	60	60	60
постоянный ток стока	$I_{С.\ max}$	А	—	—	—	—	—
постоянная рассеиваемая мощность	P_{max}	Вт	4	4	4	11,5	11,5
Максимальная температура окружающей среды	T_{max}	°С	+100	+100	+100	+100	+100
Минимальная температура окружающей среды	T_{min}	°С	−40	−40	−40	−60	−60
Внутреннее тепловое сопротивление	$R_{T\ п.к}$	°С/Вт	15	15	15	—	—
Тип канала			Изолированный затвор, *n*-канал				
Конструкция (номер рисунка)			IV.59, *г*				
Основное назначение			Для усиления и генерирования сигналов на частотах до 1500 МГц, КП907 — в быстродействующих переключающих устройствах				

*[1] Электродвижущая сила шума, нВ/$\sqrt{Гц}$.
*[2] Емкость затвор — исток, пФ.
*[3] Емкость затвор — сток, пФ.

Рекомендации по применению полевых транзисторов. Полевые транзисторы имеют вольт-амперные характеристики, подобные ламповым, и обладают всеми принципиальными преимуществами транзисторов. Это позволяет применять их в схемах, где в большинстве случаев использовались электронные лампы, например, в усилителях постоянного тока с высокоомным входом, в истоковых повторителях с особо высокоомным входом, в электрометрических усилителях, различных реле времени, RC-генераторах синусоидальных колебаний низких и инфранизких частот, в генераторах пилообразных колебаний, усилителях низкой частоты, работающих от источников с большим

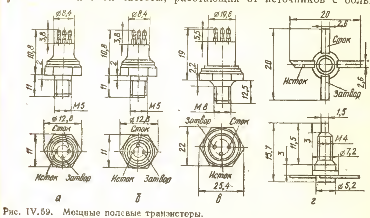


Рис. IV.59. Мощные полевые транзисторы.

внутренним сопротивлением, в активных RC-фильтрах низких частот. Полевые транзисторы с изолированным затвором используют в высокочастотных усилителях, смесителях, ключевых устройствах.

В рекомендации по использованию транзисторов (см. п. 3 данной главы) для случая полевых транзисторов следует внести дополнения:

1. На затвор полевых транзисторов с p — n-переходом не рекомендуется подавать напряжение, смещающее переход в прямом направлении (отрицательное для транзисторов с p-каналом и положительное для транзисторов с n-каналом).

2. Полевые транзисторы с изолированным затвором следует хранить с закороченными выводами. При включении транзисторов в схему должны быть приняты все меры для снятия зарядов статического электричества. Необходимо пайку производить на заземленном металлическом листе, заземлить жало паяльника, а также руки монтажника при помощи специального металлического браслета. Не следует применять одежду из синтетических тканей. Целесообразно подсоединять полевой транзистор к схеме, предварительно закоротив его выводы.

ГЛАВА V

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

1. Общие сведения

Интегральная микросхема (ИМС) — микроэлектронное изделие, выполняющее определенное преобразование и обработку сигналов и имеющее высокую плотность упаковки электрически соединенных элементов, компонентов и кристаллов. Синонимом термина «интегральная микросхема» являются термины «интегральная схема», или «микросхема».

Элемент интегральной микросхемы — часть ИМС, реализующая функцию простого радиоэлемента (например, транзистора, резистора, диода). Эта часть выполнена нераздельно от кристалла или подложки ИМС. Элемент не может быть отделен от ИМС как самостоятельное изделие. *Компонент интегральной микросхемы* — часть ИМС, реализующая функцию какого-либо электрорадиоэлемента, которая перед монтажом в ИМС была самостоятельным комплектующим изделием. Компонент может быть отделен от изготовленной ИМС (например, бескорпусный транзистор, керамический конденсатор).

Корпус интегральной микросхемы — часть конструкции, предназначенная для ее защиты от внешних воздействий и соединения ее с внешними электрическими цепями посредством выводов. *Подложка ИМС* — заготовка, предназначенная для нанесения на нее элементов гибридных и пленочных ИМС, межэлементных и межкомпонентных соединений, а также контактных площадок. *Плата ИМС* — часть подложки или вся подложка гибридной или пленочной ИМС, на поверхность которой нанесены пленочные элементы ИМС, межэлементные и межкомпонентные соединения и контактные площадки. *Контактные площадки* — металлизированные участки на плате, подложке или кристалле ИМС, предназначенные для присоединения выводных контактов, а также контроля электрических параметров и режимов ИМС.

Классификация интегральных микросхем. В зависимости от технологии изготовления ИМС делятся на полупроводниковые, пленочные и гибридные.

Полупроводниковой интегральной микросхемой называется ИМС, все элементы и межэлементные соединения которой выполнены в объеме и на поверхности полупроводника. *Пленочной интегральной микросхемой* называется ИМС, все элементы и межэлементные соединения которой выполнены только в виде пленок. Вариантами технического исполнения пленочных ИМС являются тонко- и толстопленочные ИМС. К тонкопленочным условно относят ИМС с толщиной пленок до 1 мкм, а к толстопленочным — ИМС с толщиной пленок свыше 1 мкм. Эле-

менты тонкопленочной ИМС наносят на подложку, как правило, с помощью термовакуумного осаждения и катодного распыления, а элементы толстопленочной ИМС изготавливают преимущественно методом шелкографии с последующим вжиганием.

Гибридной интегральной микросхемой называется ИМС, содержащая кроме элементов, неразрывно связанных с поверхностью подложки, простые и сложные компоненты (например, кристаллы полупроводниковых ИМС). Гибридные ИМС изготавливаются по тонко- или толстопленочной технологии с использованием бескорпусных полупроводниковых приборов и керамических конденсаторов. В зависимости от функционального назначения ИМС делятся на две основные группы — аналоговые и цифровые. К *аналоговым* относят ИМС, предназначенные для преобразования и обработки сигналов, изменяющихся по закону непрерывной функции, к *цифровым* — ИМС, с помощью которых преобразуются и обрабатываются сигналы, выраженные в двоичном или другом цифровом коде. Аналоговые и цифровые ИМС выпускаются в виде серий, которые содержат совокупность ИМС, выполняющих различные функции, но имеющих единое конструктивно-технологическое исполнение и предназначенных для совместного применения. ИМС одной серии, как правило, имеют единые напряжения источников питания, согласованы по входным и выходным сопротивлениям, уровням сигналов.

Обозначение типа ИМС установлено ОСТ 11 073.915—80 и представляет собой код, отражающий конструктивно-технологические особенности и характер выполняемой функции. Условное обозначение ИМС состоит из четырех элементов. *Первый элемент* обозначает конструктивно-технологическую группу ИМС: полупроводниковые ИМС— 1, 5, 6, 7 (цифра 7 относится к бескорпусным ИМС); гибридные ИМС— 2, 4, 8; прочие ИМС — 3. *Второй элемент* — порядковый номер разработки (содержит две цифры). *Третий элемент* содержит две буквы, определяющие функциональное назначение ИМС в соответствии с табл. V.1. *Четвертый элемент* — порядковый номер одноименных по функциональному признаку ИМС в данной серии (одна или две цифры). За четвертым элементом обозначения следует буква, указывающая на деление ИМС данного типа на группы, различные по одному или нескольким параметрам. Перед условным обозначением ИМС, предназначенных для аппаратуры широкого применения, ставится буква К. Например: интегральный полупроводниковый ОУ с порядковым номером разработки 53, порядковым номером разработки данной схемы в серии по функциональному признаку 3, группа А, предназначенный для устройств широкого применения,— К153УД3А.

Для характеристики материала и типа корпуса перед цифровым обозначением серии добавляются следующие буквы: Р — для пластмассовых корпусов типа 2; М — для керамических, металло-керамических и металло-стеклянных корпусов типа 2; Е — для металлополимерного корпуса типа 2; А — для пластмассового корпуса типа 4; И — для керамико-стеклянного корпуса типа 4.

В условных обозначениях ИМС, разработанных до 1974 г., третий элемент (две буквы) стоит сразу после первой цифры серии, при этом буквенные обозначения некоторых ИМС отличаются от принятых в настоящее время. Старые и новые буквенные обозначения интегральных усилителей и вторичных источников питания приведены в табл. V.2.

Типы корпусов ИМС, их габаритные и присоединительные размеры, а также условные обозначения установлены ГОСТ 17467—79. По форме проекции тела корпуса ИМС на плоскость основания и расположению выводов корпуса делятся на типы и подтипы согласно табл. V.3.

Таблица V.1. Функциональная классификация ИС

Подгруппа		Вид		Обозначение типономинала
Наименование	Обозначение	Наименование	Обозначение	
Генераторы	Г	Гармонических сигналов	С	ГС
		Прямоугольных сигналов	Г	ГГ
		Линейно изменяющихся сигналов	Л	ГЛ
		Сигналов специальной формы	Ф	ГФ
		Шума	М	ГМ
		Прочие	П	ГП
Детекторы	Д	Амплитудные	А	ДА
		Импульсные	И	ДИ
		Частотные	С	ДС
		Фазовые	Ф	ДФ
		Прочие	П	ДП
Коммутаторы и ключи	К	Тока	Т	КТ
		Напряжения	Н	КН
		Прочие	П	КП
Многофункциональные схемы	Х	Аналоговые	А	ХА
		Цифровые	Л	ХЛ
		Комбинированные	К	ХК
		Прочие	П	ХП
Модуляторы	М	Амплитудные	А	МА
		Частотные	С	МС
		Фазовые	Ф	МФ
		Импульсные	И	МИ
		Прочие	П	МП
Наборы элементов	Н	Диодов	Д	НД
		Транзисторов	Т	НТ
		Резисторов	Р	НР
		Конденсаторов	Е	НЕ
		Комбинированные	К	НК
		Прочие	П	НП
Схемы вторичных источников питания	Е	Выпрямители	В	ЕВ
		Преобразователи	М	ЕМ
		Стабилизаторы напряжения	Н	ЕН
		Стабилизаторы тока	Т	ЕТ
		Прочие	П	ЕП
Усилители	У	Высокой частоты*	В	УВ
		Промежуточной частоты*	Р	УР
		Низкой частоты*	Н	УН
		Импульсных сигналов*	И	УИ
		Повторители	Е	УЕ
		Считывания и воспроизведения	Л	УЛ
		Индикации	М	УМ
		Постоянного тока*	Т	УТ
		Операционные и дифференциальные*	Д	УД
		Прочие	П	УП

* Усилители напряжения или мощности, в том числе малошумящие.

Примечание. В таблицу не включены подгруппы логических элементов, триггеров, формирователей, преобразователей, схем задержки, селекции и сравнения, арифметических и дискретных устройств.

Таблица V.2. Старые и новые обозначения интегральных усилителей и вторичных источников питания

Наименование	Буквенные обозначения	
	до 1974 г.	после 1974 г.
Усилители		
высокой частоты*	—	УВ
промежуточной частоты*	—	УР
низкой частоты	—	УН
импульсные*	УИ	УИ
постоянного тока*	УТ	УТ
повторители	УЭ	УЕ
видеосигналов	УБ	—
синусоидальных сигналов*	УС	—
операционные и дифференциальные*	—	УД
прочие	—	УП
Микросхемы для вторичных источников питания		
выпрямители	—	ЕВ
преобразователи	—	ЕМ
стабилизаторы напряжения	ЕН	ЕН
стабилизаторы тока	ЕТ	ЕТ
прочие	—	ЕП

* Усилители напряжения или мощности, в том числе малошумящие.

Условное обозначение корпуса состоит из шифра типоразмера корпуса (две цифры), двузначного числа (от 01 до 99), обозначающего порядковый номер типоразмера, цифрового индекса, определяющего количество выводов и порядкового регистрационного номера. Например: корпус круглый с расположением выводов в пределах проекции тела корпуса по одной окружности и перпендикулярно к нему, с порядковым номером типоразмера 01, регистрационный номер 5, с 8 выводами — 3101.8—5. Однако описанные в данном справочнике корпусы разработаны в основном до 1980 г. и делятся на четыре типа, отличающиеся формой и расположением выводов (см. табл. V.4). Условное обозначение корпуса состоит из шифра типоразмера, числа, указывающего количество выводов, номера модификации. Например, корпус 301.12—1 — это круглый корпус типа 3, типоразмера 01, с 12 выводами, модификация первая. Корпусы ИМС, описанных в справочнике, показаны на рис. V.1...V.3. Габаритные и присоединительные размеры указаны без учета специальных элементов или устройств для дополнительного отвода тепла. Первый вывод ИМС в прямоугольном корпусе всегда имеет отличительный признак: либо он короче других, либо он со ступенькой, либо против него на корпусе ставят точку. Для ИМС в круглом корпусе первый вывод определяется с помощью специального ключа. Им является первый от ключа вывод по часовой стрелке, если смотреть на корпус снизу.

Обозначение параметров интегральных микросхем установлено ГОСТ 19480—74. Входное напряжение $U_{вх}$ — значение напряжения на входе интегральной микросхемы в заданном режиме. Чувствительность S — наименьшее значение входного напряжения, при котором электрические параметры микросхемы соответствуют заданным значениям. *Диапазон входных напряжений* $\Delta U_{вх}$ — интервал значений напряжений от минимального входного до максимального. *Входное напряжение покоя* $U_{0вх}$ — значение напряжения постоянного тока на входе микросхемы с невключенным входом или с нулевым входным сиг-

Таблица V.3. Типономиналы корпусов микросхем по ГОСТ 17467—79

Тип	Подтип	Форма проекции тела корпуса на плоскость основания	Расположение проекции выводов (выводных площадок) на плоскость основания	Расположение выводов (выводных площадок) относительно плоскости основания
1	11	Прямоугольная	В пределах проекции тела корпуса	Перпендикулярное, в один ряд
	12			Перпендикулярное, в два ряда
	13			Перпендикулярное, в три и более ряда
	14			Перпендикулярное, по контуру прямоугольника
	15			
2	21	Прямоугольная	За пределами проекции тела корпуса	Перпендикулярное, в два ряда
	22			Перпендикулярное, в четыре ряда в шахматном порядке
3	31	Круглая	В пределах проекции тела корпуса	Перпендикулярное, по одной окружности
	32	Овальная	За пределами проекции тела корпуса	То же
	33	Круглая		
4	41	Прямоугольная	За пределами проекции тела корпуса	Параллельное, по двум противоположным сторонам
	42			Параллельное, по четырем сторонам
5	51	Прямоугольная	В пределах проекции тела корпуса	Перпендикулярное, для боковых выводных площадок; в плоскости основания для нижних выводных площадок

Таблица V.4. Типономиналы корпусов микросхем, разработанных до 1980 г.

Тип корпуса	Форма основания корпуса	Расположение выводов относительно основания
1	Прямоугольная	В пределах основания, перпендикулярно ему
2	»	За пределами основания, перпендикулярно ему
3	Круглая	В пределах основания, перпендикулярно ему
4	Прямоугольная	Параллельно плоскости основания, за его пределами

налом. *Выходное напряжение покоя* $U_{0вых}$ — значение напряжения постоянного тока на выходе микросхемы с невключенным входом или с нулевым входным сигналом. *Входное напряжение ограничения* $U_{огр.вх}$ — наименьшее значение входного напряжения, при котором наступает ограничение выходного напряжения. *Напряжение смещения нуля* $U_{см}$ — значение напряжения постоянного тока, которое должно быть приложено ко входу микросхемы, чтобы выходное напряжение было равно нулю или другому заданному значению. *Синфазные вход-*

ные напряжения $U_{сф.\,вх}$ — значение напряжений между каждым из входов микросхемы и общим выводом, амплитуды, фазы и временное распределение которых совпадают. *Максимальные синфазные входные напряжения* $U_{сф.\,вх\,max}$ — синфазные входные напряжения, при

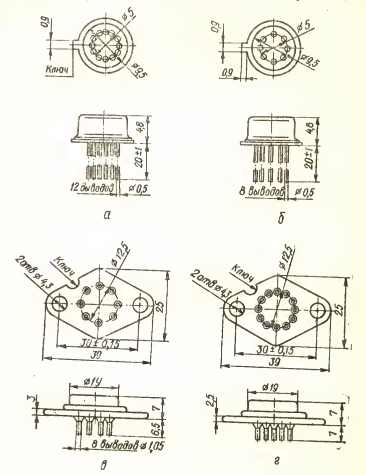


Рис. V-1. Типы корпусов микросхем:
а — 301. 12 — 1; *б* — 301. 8 — 1; *в* — 311. 8 — 2; *г* — 311. 10 — 1.

которых параметры микросхемы изменяются на заданное значение. *Максимальное выходное напряжение* $U_{вых\,max}$ — наибольшее значение выходного напряжения, при котором изменения параметров микросхемы соответствуют заданным. *Минимальное выходное напряжение* $U_{вых\,min}$ — наименьшее значение выходного напряжения, при котором изменения параметров микросхемы соответствуют заданным. *Выходное напряжение баланса* $U_{вых,бл}$ — значение напряжения

постоянного тока на каждом выходе микросхемы относительно общего вывода, когда напряжение между выводами равно нулю. *Приведенное ко входу напряжение шумов* $U_{ш.вх}$ — отношение напряжения соб-

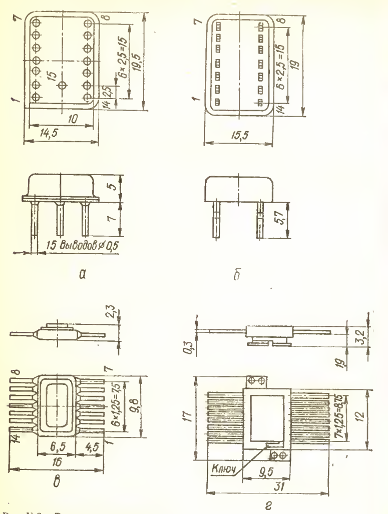


Рис. V.2. Типы корпусов микросхем:
а — 151. 15—4; *б* — Кулон; *в* — 401. 14 — 1; *г* — 402. 16—2.

ственных шумов на выходе микросхемы при заданных условиях к коэффициенту усиления напряжения.

Входной ток $I_{вх}$ — значение тока, протекающего во входной цепи микросхемы в заданном режиме. *Разность входных токов* $\Delta I_{вх}$ — разность значений токов, протекающих через выводы микросхемы в задан-

ном режиме. *Выходной ток* $I_{вых}$ — значение тока, протекающего в цепи нагрузки микросхемы в заданном режиме. *Максимальный выходной ток* $I_{вых\ max}$ — наибольшее значение выходного тока, при котором обеспечиваются заданные параметры микросхемы. *Ток потребления* $I_{пот}$ — значение тока, потребляемого микросхемой от источников питания в заданном режиме. *Ток холостого хода* $I_{х.х}$ — значение тока, потребляемого микросхемой при отключенной нагрузке.

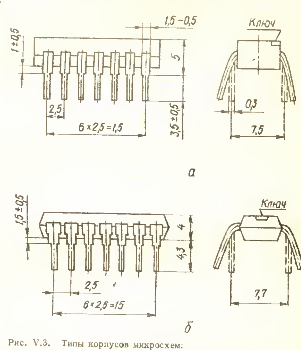


Рис. V.3. Типы корпусов микросхем:
а — 201. 14 — 1; *б* — 201. 14 — 6.

Потребляемая мощность $P_{пот}$ — значение мощности, потребляемой микросхемой, работающей в заданном режиме от источников питания. *Максимальная потребляемая мощность* $P_{пот\ max}$ — потребляемая мощность микросхемы при максимальном напряжении питания. *Выходная мощность* $P_{вых}$ — значение мощности сигнала, выделяемой на нагрузке микросхемы в заданном режиме. *Рассеиваемая мощность* $P_{рас}$ — значение мощности, рассеиваемой микросхемой, работающей в заданном режиме.

Нижняя граничная частота полосы пропускания $f_{н}$ — наименьшее значение частоты, на которой коэффициент усиления микросхемы уменьшается на 3 дБ от значения на заданной частоте. *Верхняя граничная частота полосы пропускания* $f_{в}$ — наибольшее значение частоты, на которой коэффициент усиления микросхемы уменьшается на 3 дБ от значения на заданной частоте. *Полоса пропускания* Δf —

диапазон частот, в пределах которого коэффициент усиления микросхемы не падает ниже 3 дБ по сравнению с усилением на заданной частоте внутри этого диапазона. *Частота единичного усиления* f_1 — значение частоты, на которой коэффициент усиления микросхемы равен единице.

Коэффициент усиления напряжения K_{yU} — отношение выходного напряжения к входному напряжению. *Коэффициент усиления тока* K_{yI} — отношение выходного тока микросхемы к входному току. *Коэффициент усиления мощности* K_{yP} — отношение выходной мощности микросхемы к входной мощности. *Коэффициент усиления синфазных входных напряжений* $K_{y.сф}$ — отношение выходного напряжения микросхемы к синфазному входному напряжению. *Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений* $K_{ос.сф}$ — отношение коэффициента усиления напряжения микросхемы к коэффициенту усиления синфазных входных напряжений. *Коэффициент нелинейности амплитудной характеристики* $K_{нл\ АХ}$ — наибольшее отклонение крутизны амплитудной характеристики микросхемы относительно крутизны амплитудной характеристики, изменяющейся по линейному закону. *Коэффициент неравномерности амплитудно-частотной характеристики* $K_{нр\ АЧХ}$ — отношение максимального значения выходного напряжения микросхемы к минимальному значению в заданном диапазоне частот полосы пропускания, выраженное в децибелах. *Коэффициент гармоник* $K_г$ — отношение среднего квадратического напряжения суммы всех, кроме первой, гармоник сигнала микросхемы к среднему квадратическому напряжению первой гармоники.

Диапазон автоматической регулировки усиления $\Delta U_{АРУ}$ — отношение наибольшего значения коэффициента усиления микросхемы к наименьшему его значению при изменении входного напряжения в заданных пределах.

Крутизна преобразования $S_{прб}$ — отношение выходного тока смесителя к вызвавшему его приращению входного напряжения при заданном напряжении гетеродина.

Скорость нарастания выходного напряжения $\vartheta_{U_{вых}}$ — скорость изменения выходного напряжения микросхемы при воздействии импульса максимального входного напряжения прямоугольной формы.

Динамический диапазон микросхемы по напряжению $\Delta U_{дин}$ — отношение максимального выходного напряжения микросхемы к минимальному выходному напряжению, выраженное в децибелах.

Сопротивление нагрузки $R_н$ — суммарное активное сопротивление внешних цепей, подключенных к выходу микросхемы.

Входное сопротивление $R_{вх}$ — величина, равная отношению приращения входного напряжения микросхемы к приращению активной составляющей входного тока при заданной частоте сигнала. *Выходное сопротивление* $R_{вых}$ — отношение приращения выходного напряжения микросхемы к вызвавшей его активной составляющей выходного постоянного или синусоидального тока при заданной частоте сигнала.

Входная емкость $C_{вх}$ — отношение емкостной реактивной составляющей входного тока микросхемы к произведению круговой частоты на синусоидальное входное напряжение микросхемы при заданной частоте сигнала. *Выходная емкость* $C_{вых}$ — отношение емкостной реактивной составляющей выходного тока микросхемы к произведению

круговой частоты на вызванное им выходное напряжение при заданной частоте сигнала.

Емкость нагрузки $C_н$ — суммарная емкость внешних цепей, подключенных к выходу микросхемы.

2. Полупроводниковые интегральные микросхемы

Интегральные микросхемы характеризуются совокупностью параметров, соответствующих их функциональному назначению. Значения этих параметров указываются в технической документации и справочных данных. Параметры отдельных элементов ИМС не приводятся. В справочнике серии ИМС располагаются в порядке возрастания их номера. На габаритных чертежах нумерация и расположение выводов указаны относительно ключа или специальной метки. Эти же номера указаны на принципиальных схемах.

Микросхемы серии К118 предназначены для построения универсальных усилительных каскадов радиоэлектронной аппаратуры.

Микросхема К118УД1 (рис. V.4) представляет собой однокаскадный дифференциальный УПТ, состоящий из дифференциальной пары

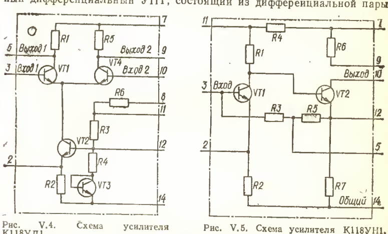


Рис. V.4. Схема усилителя К118УД1.

Рис. V.5. Схема усилителя К118УН1.

транзисторов *VT1*, *VT4* с коллекторными нагрузками *R1*, *R5* и ИСТ выполненного на транзисторе *VT2*. Цепь смещения, выполненная на резисторах *R3*, *R4*, *R6* и транзисторе *VT3* в диодном включении, служит для задания режима работы ИСТ и температурной стабилизации микросхемы. В диапазоне частот до 100 кГц микросхема обеспечивает коэффициент усиления по напряжению не менее 15 (группа А) и 22 (группы Б, В) при коэффициенте гармоник не более 5 %. Входное сопротивление микросхемы не менее 6 кОм, выходное не более 3... ...7 кОм, коэффициент ослабления синфазных входных напряжений не менее 60 дБ. Напряжение питания микросхемы К118УД1А плюс 4 В ± 10 %, ток потребления не более 2 мА, микросхемы К118УД1А,Б — плюс 6,3 В ± 10 %, ток потребления не более 2,5 мА.

Микросхема К118УН1 (рис. V.5) представляет собой двухкаскадный УПТ и в полосе частот до 100 кГц обеспечивает коэффициент уси-

ления 250 (группа А), 400 (группа Б), 350 (группа В), 500 (группа Г) и 800 (группа Д) при коэффициенте гармоник не более 5 %. Напряжение шумов в полосе 20...20000 Гц не превышает 4 мкВ, входное сопротивление микросхемы более 2 кОм, выходное сопротивление 0,8... ...3 кОм. Напряжение питания микросхемы групп А и Б плюс 6,3 В ± ± 10 %, ток потребления не более 3,5 мА, групп В, Г и Д плюс 12,6 В ± 10 %, ток потребления не более 5 мА.

Микросхема К118УН2 (рис. V.6) представляет собой каскадный усилитель и в полосе частот до 90 кГц обеспечивает коэффициент усиления по напряжению не менее 15 (группа А), 25 (группа Б) и 40 (группа В) при коэффициенте гармоник не более 5 %. Напряжение шумов в полосе частот 20...20000 Гц не превышает 10 мкВ, входное сопротивление 1,2...3 кОм. Напряжение питания микросхемы группы А плюс 4 В ± 10 %, ток потребления не более 2 мА, групп Б и В плюс 6,3 В ± 10 %, ток потребления не более 3 мА. Микросхема выполнена в пластмассовом корпусе типа 201.14—1 (рис. V.3,*а*).

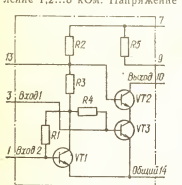


Рис. V.6. Схема усилителя К118УН2.

Серия КР123 объединяет три группы микросхемы КР123УН1. Полоса пропускания усилителей низкой частоты, выполненных на основе этой микросхемы, составляет 0,02...100 кГц при неравномерности АЧХ не более 1,5 дБ. На частоте 1 кГц при выходном напряжении 0,5 В микросхемы групп А, Б, В имеют коэффициент усиления по напряжению соответственно 300...500, 100...350, 30...500. Коэффициент гармоник микросхем групп А и Б не превышает 2 %, группы В — 5 %. Входное сопротивление микросхем не менее 10 кОм, выходное сопротивление не более 200 Ом, напряжение питания плюс 6,3 В ± 10 %, ток потребления не превышает 15 мА. Микросхемы выполнены в пластмассовом корпусе типа 201.14—1 (рис. V.3,*а*), электрическая схема приведена на рис. V.7.

Микросхемы серий К140, К153, К154, К544, К553, К574 представляют собой операционные усилители, на основе которых можно создать различные по назначению радиотехнические устройства. Операционный усилитель (ОУ) — это усилитель с большим коэффициентом усиления и непосредственными связями, применяемый в основном в качестве активного элемента в схемах с обратными связями. При достаточном коэффициенте усиления ОУ по напряжению передаточная характеристика устройства вместе с цепями обратной связи может являться функцией только параметров цепей обратной связи, не зависящих от усилителя. Помимо выполнения с помощью ОУ традиционных математических операций, таких как суммирование, вычитание, интегрирование и дифференцирование, на ОУ реализуют различные УПТ, усилители переменного напряжения, логарифмические усилители, видеоусилители, усилители-ограничители, активные фильтры, модуляторы и демодуляторы, функциональные преобразователи, генераторы гармонических колебаний, стабилизаторы напряжения и тока. Состав серий и основные параметры микросхем ОУ приведены в табл. V.5. Принципиальная схема одного из ОУ К140УД1 показана на рис. V.8. Типовые схемы включения ОУ с цепями коррекции и балансировки приведены на рис. V.9...V.11.

Микросхемы серии К142 предназначены для использования во вторичных источниках питания и представляет собой стабилизаторы напряжения с регулируемым выходным напряжением и различной

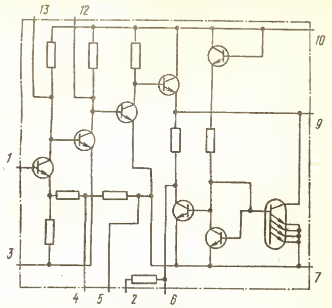


Рис. V.7. Схема усилителя КР123УН1.

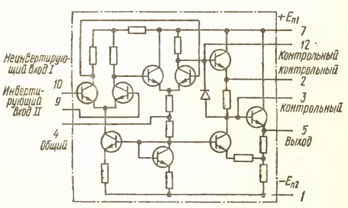


Рис. V.8. Схема операционного усилителя К140УД1.

величиной выходных токов. Схемы имеют защиту от перегрузки по току и короткого замыкания, а также допускают подключение дополнительного регулирующего транзистора для увеличения нагрузочной способности стабилизатора. Основные параметры стабилизаторов серии К142 приведены в табл. V.6, электрическая схема стабилиза-

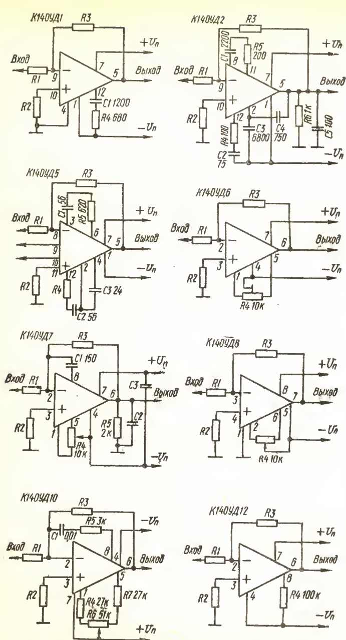


Рис. V,9. Типовые схемы включения микросхем серии К140 в режиме инвертирующего усилителя напряжения.

Таблица V.5. **Основные параметры операционных усилителей**

Параметр	Обозначение	Единица	Тип микросхемы К140УД1А	К140УД1Б	К140УД1В	К140УД2А	К140УД2Б	К140УД5А	К140УД5Б
Входной ток	$I_{вх}$	нА	$7 \cdot 10^3$	$9 \cdot 10^3$	$9 \cdot 10^3$	<700	<700	$5 \cdot 10^3$	$10 \cdot 10^3$
Разность входных токов	$\Delta I_{вх}$	нА	$2{,}5 \cdot 10^3$	$2{,}5 \cdot 10^3$	$2{,}3 \cdot 10^3$	±200	±200	$1 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3$
Входное сопротивление	$R_{вх}$	МОм	$4 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	0,3	0,3	0,05	$3 \cdot 10^{-3}$
Напряжение смещения нуля	$U_{см}$	мВ	9	9	9	±10	±10	±10	±5
Дрейф напряжения смещения нуля	$\Delta U_{см}/\Delta T$	мкВ/°С	30	30	30	<30	<30	35	10
Коэффициент усиления напряжения	$K_y U$	—	$\geqslant 0{,}5 \cdot 10^3$	$\geqslant 1{,}35 \cdot 10^3$	$\geqslant 8 \cdot 10^3$	$\geqslant 3{,}5 \cdot 10^6$	$\geqslant 3 \cdot 10^3$	$\geqslant 500$	$\geqslant 1 \cdot 10^3$
Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений	$K_{ос. сф}$	дБ	60	60	60	80	80	50	60
Частота единичного усиления	f_1	МГц	$\geqslant 3$	$\geqslant 3$	$\geqslant 8$	$\geqslant 1$	$\geqslant 1$	$\geqslant 14$	$\geqslant 14$
Скорость нарастания выходного напряжения	$\vartheta U_{вых}$	В/мкс	0,2	0,4	0,4	0,12	0,12	6	6
Выходное сопротивление	$R_{вых}$	Ом	700	700	700	100	100	1000	1000
Максимальный выходной ток	$I_{вых\ max}$	мА	3	3	3	13	13	—	—
Максимальное выходное напряжение	$U_{вых\ max}$	В	±2,8	±5,7	±5,7	±10	±3	+6,5; −4,5	+6,53; −4,5
Максимальное входное дифференциальное напряжение	$U_{дф.\ вх\ max}$	В	±1,5	±1,5	±1,5	±4	±1,5	±3	±3
Максимальное синфазное входное напряжение	$U_{сф.\ вх\ max}$	В	±3	±3	±3	±6	±3	±6	±6
Напряжение питания	$U_п$	В	±6,3	±12,6	±12,6	±12,6	±6,3	±12,6	±12,6
Ток потребления	$I_{пот}$	мА	4,2	8	8	8	5	12	12
Наличие внешней коррекции			Есть	Есть	Есть	Есть	Есть	Есть	Есть
Наличие защиты выхода в режиме короткого замыкания			Нет	Нет	Нет	Нет	Нет	Нет	Нет
Корпус			301. 12 — 1						

Продолжение табл. V.5

Параметр	Обозначение	Единица	Тип микросхемы					
			К140УД6	К140УД7	К140УД8А	К140УД8Б	К140УД8В	К140УД9
Входной ток	$I_{вх}$	нА	100	400	0,2	0,1	0,2	350
Разность входных токов	$\Delta I_{вх}$	нА	±25	±200	±0,15	±0,15	±0,15	±100
Входное сопротивление	$R_{вх}$	МОм	1	0,4	1	1	1	0,3
Напряжение смещения нуля	$U_{см}$	мВ	±10	±9	±50*	±100*	±150*	±5
Дрейф напряжения смещения нуля	$\Delta U_{см}/\Delta T$	мкВ/°С	20*	10	50*	100*	150*	20
Коэффициент усиления напряжения	$K_{у\,U}$	—	$\geq 3 \cdot 10^4$	$\geq 3 \cdot 10^4$	$\geq 5 \cdot 10^4$	$\geq 2 \cdot 10^4$	$\geq 1 \cdot 10^4$	$\geq 3{,}5 \cdot 10^4$
Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений	$K_{ос.\,сф}$	дБ	70	70	70*	70*	60*	80
Частота единичного усиления	f_1	МГц	≥1*	≥0,8*	≥1*	≥1*	≥1*	≥1
Скорость нарастания выходного напряжения	$\vartheta_{U\,вых}$	В/мкс	2*	0,3*	2	5	2	0,5
Выходное сопротивление	$R_{вых}$	Ом	150	200	200	200	200	150
Максимальный выходной ток	$I_{вых\,max}$	мА	25	20	—	—	—	22
Максимальное выходное напряжение	$U_{вых\,max}$	В	±11	±10,5	±10	±10	±10	±10
Максимальное входное дифференциальное напряжение	$U_{дф.\,вх\,max}$	В	30	20	±6	±6	±6	±5
Максимальное синфазное входное напряжение	$U_{сф.\,вх\,max}$	В	±15	±12*	±10	±10	±10	±10
Напряжение питания	$U_{п}$	В	±15	±15	±15	±15	±15	±15
Ток потребления	$I_{пот}$	мА	4	3,5	5	5	5	8
Наличие внешней коррекции			Нет	Нет	Нет	Нет	Нет	Есть
Наличие защиты выхода в режиме короткого замыкания			Есть	Есть	»	—	—	»
Корпус			301.8 — 2					301.12—1

Продолжение табл. П.5

Параметр	Обозначение	Единица	Тип микросхемы				
			К140УД10	К140УД11	К140УД12	К140УД13	К140УД14А
Входной ток	$I_{вх}$	нА	500	500	50	0,5	2
Разность входных токов	$\Delta I_{вх}$	нА	±150	±200	±15	±0,2	±0,2
Входное сопротивление	$R_{вх}$	МОм	0,4	0,4	5	50	30
Напряжение смещения нуля	$U_{см}$	мВ	±4	±10	±7,5	±0,05	±2
Дрейф напряжения смещения нуля	$\Delta U_{см}/\Delta T$	мкВ/°С	50	50	3	0,5	15
Коэффициент усиления напряжения	$K_{y\ U}$	—	$\geq 5 \cdot 10^4$	$\geq 2{,}5 \cdot 10^4$	$\geq 5 \cdot 10^4$	≥10	$\geq 5 \cdot 10^4$
Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений	$K_{ос.\ сф}$	дБ	80	70	70	90	85
Частота единичного усиления	f_1	МГц	≥15	≥15	≥0,3 ... 1	≥0,006	≥0,5
Скорость нарастания выходного напряжения	$\vartheta U_{вых}$	В/мкс	20	+50 −20	0,8	—	—
Выходное сопротивление	$R_{вых}$	Ом	1000	—	$(1 \ldots 5)\ 10^3$	$10 \cdot 10^3$	—
Максимальный выходной ток	$I_{вых\ max}$	мА	—	—	10	—	—
Максимальное выходное напряжение	$U_{вых\ max}$	В	—	±12	±1 ... ±10	±1	±10
Максимальное входное дифференциальное напряжение	$U_{дф.\ вх\ max}$	В	—	±4	±1 ... ±10	±10	±13,5
Максимальное синфазное входное напряжение	$U_{сф.\ вх\ max}$	В	±12	±6	±2 ... ±12	±10	±6
Напряжение питания	$U_п$	В	±15	±5...±18	±3 ... ±18	±15	±15
Ток потребления	$I_{пот}$	мА	8	10	0,23	2	0,6
Наличие внешней коррекции			Есть	Есть	Есть	Есть	Есть
Наличие защиты выхода в режиме короткого замыкания			»	»	»	—	»
Корпус			301.8 — 2				

Продолжение табл. V.5

Параметр	Обозначение	Единица	Тип микросхемы				
			К140УД14Б	К140УД14В	К153УД1А	К153УД1Б	К153УД2
Входной ток	$I_{вх}$	нА	2	2	1500	2000	1500
Разность входных токов	$\Delta I_{вх}$	нА	±0,2	±0,2	±500	±600	±500
Входное сопротивление	$R_{вх}$	МОм	30	30	0,2	0,2	0,3
Напряжение смещения нуля	$U_{см}$	мВ	±2	±2	±7,5	±7,5	±7,5
Дрейф напряжения смещения нуля	$\Delta U_{см}/\Delta T$	мкВ/°С	20	30	30	30	30
Коэффициент усиления напряжения	$K_{y\ U}$	—	$\geqslant 5 \cdot 10^4$	$\geqslant 2 \cdot 10^4$	$\geqslant 1,5 \cdot 10^4$	$\geqslant 1 \cdot 10^4$	$\geqslant 2,5 \cdot 10^4$
Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений	$K_{ос.\ сф}$	дБ	85	85	65	65	70
Частота единичного усиления	f_1	МГц	$\geqslant 0,5$	$\geqslant 0,5$	$\geqslant 1$	$\geqslant 1$	$\geqslant 1$
Скорость нарастания выходного напряжения	$\vartheta U_{вых}$	В/мкс	—	—	—	—	0,5
Выходного сопротивление	$R_{вых}$	Ом	—	—	200	200	300
Максимальный выходной ток	$I_{вых\ max}$	мА	—	—	5	5	—
Максимальное выходное напряжение	$U_{вых\ max}$	В	±10	±10	∓10	±9	±10
Максимальное входное дифференциальное напряжение	$U_{дф.\ вх\ max}$	В	±13,5	±13,5	±5	±5	30
Максимальное синфазное входное напряжение	$U_{сф.\ вх\ max}$	В	±6	±6	±8	±8	±12
Напряжение питания	$U_п$	В	±15	±15	±15	±15	±15
Ток потребления	$I_{пот}$	мА	0,6	0,6	6	6	3
Наличие внешней коррекции			Есть	Есть	Есть	Есть	Есть
Наличие защиты выхода в режиме короткого замыкания			»	»	Нет	Нет	»
Корпус			301.8—2				

Продолжение табл. V.5

Параметр	Обозначение	Единица	Тип микросхемы					
			К153УД3	К153УД4	К153УД5А	К153УД5Б	К153УД6	К544УД1А
Входной ток	$I_{вх}$	нА	200	400	100	100	75	0,15
Разность входных токов	$\Delta I_{вх}$	нА	±50	±150	±20	±20	±10	0,15
Входное сопротивление	$R_{вх}$	МОм	0,4	0,2	1	1	0,3	$10 \cdot 10^3$
Напряжение смещения нуля	$U_{см}$	мВ	±2	±5	±2,5	±2,5	±20	30
Дрейф напряжения смещения нуля	$\Delta U_{см}/\Delta T$	мкВ/°С	15	50	5	10	15	30
Коэффициент усиления напряжения	$K_{y\ U}$	—	$\geq 2,5 \cdot 10^4$	$\geq 5 \cdot 10^3$	$\geq 1,25 \cdot 10^5$	$\geq 1 \cdot 10^5$	$\geq 5 \cdot 10^4$	$\geq 5 \cdot 10^4$
Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений	$K_{ос.\ сф}$	дБ	80	70	110	100	80	64
Частота единичного усиления	f_1	МГц	≥ 1	≥ 1	$\geq 0,3$	$\geq 0,3$	$\geq 0,7$	≥ 1
Скорость нарастания выходного напряжения	$\vartheta U_{вых}$	В/мкс	—	0,1	—	—	—	2
Выходное сопротивление	$R_{вых}$	Ом	200	1000	150	150	200	—
Максимальный выходной ток	$I_{вых\ max}$	мА	—	—	5			—
Максимальное выходное напряжение	$U_{вых\ max}$	В	±11	±4	±10	±10	±10	±10
Максимальное входное дифференциальное напряжение	$U_{дф.\ вх\ max}$	В	±5	±2	±5	±5	30	±10
Максимальное синфазное входное напряжение	$U_{сф.\ вх\ max}$	В	±8	±5	±13,5	±13,5	±12	±10
Напряжение питания	$U_п$	В	±15	±6,3	±15	±15	±15	±15
Ток потребления	$I_{пот}$	мА	3,6	0,8	3,5	3,5	3	3,5
Наличие внешней коррекции			Есть	Есть	Есть	Есть	Есть	Нет
Наличие защиты выхода в режиме короткого замыкания			—	»	»	»	—	—
Корпус			301.8—2	301.12—1	301.8—2			

Продолжение табл. V.5

Параметр	Обозначение	Единица	Тип микросхемы				
			К544УД1Б	К544УД1В	К544УД2А	К544УД2Б	К544УД2В
Входной ток	$I_{вх}$	нА	1	1	0,1	0,5	1
Разность входных токов	$\Delta I_{вх}$	нА	1	1	0,1	0,5	1
Входное сопротивление	$R_{вх}$	МОм	$10 \cdot 10^3$	$10 \cdot 10^3$	$1 \cdot 10^3$*	$1 \cdot 10^3$*	$1 \cdot 10^3$*
Напряжение смещения нуля	$U_{см}$	мВ	0	50	20	10	20
Дрейф напряжения смещения нуля	$\Delta U_{см}/\Delta T$	мкВ/°С	100	10	50	100	100
Коэффициент усиления напряжения	$K_{y\,U}$	—	$\geq 2 \cdot 10^4$	$\geq 2 \cdot 10^4$	$\geq 2 \cdot 10^4$	$\geq 1 \cdot 10^4$	$\geq 2 \cdot 10^4$
Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений	$K_{ос.\,сф}$	дБ	64	64	70	70	70
Частота единичного усиления	f_1	МГц	≥ 1	≥ 1	≥ 15	≥ 15	≥ 15
Скорость нарастания выходного напряжения	$\vartheta U_{вых}$	В/мкс	2	5	20	20	10
Выходное сопротивление	$R_{вых}$	Ом	—	—	200*	200*	200*
Максимальный выходной ток	$I_{вых\,max}$	мА	—	—	—	—	—
Максимальное выходное напряжение	$U_{вых\,max}$	В	±10	±10	±10	±10	±10
Максимальное входное дифференциальное напряжение	$U_{дф.\,вх\,max}$	В	±10	±10	±10*	±10*	±10*
Максимальное синфазное входное напряжение	$U_{сф.\,вх\,max}$	В	±10	±10	±10*	±10*	±10*
Напряжение питания	$U_п$	В	±15	±15	±15	±15	±15
Ток потребления	$I_{пот}$	мА	3,5	3,5	7	7	7
Наличие внешней коррекции			Нет	Нет	Есть	Есть	Есть
Наличие защиты выхода в режиме короткого замыкания			—	—	—	—	—
Корпус			301.8—2				

Параметр	Обозначение	Единица	Тип микросхемы					
			К553УД1А	К553УД1Б	К553УД2	К574УД1А	К574УД1Б	К574УД1В
Входной ток	$I_{вх}$	нА	1500	200	1500	0,5	0,5	1
Разность входных токов	$\Delta I_{вх}$	нА	500	50	500	0,2	0,2	0,2
Входное сопротивление	$R_{вх}$	МОм	—	—	0,3*	10 · 10³	10 · 10³	10 · 10³
Напряжение смещения нуля	$U_{см}$	мВ	7,5	2	7,5	50	50	100
Дрейф напряжения смещения нуля	$\Delta U_{см}/\Delta T$	мкВ/°С	—	—	—	100	50	100
Коэффициент усиления напряжения	$K_{y\,U}$	—	$\geq 1{,}5 \cdot 10^4$	$\geq 2{,}5 \cdot 10^4$	$\geq 2 \cdot 10^4$	$\geq 2 \cdot 10^4$	$\geq 5 \cdot 10^4$	$\geq 1 \cdot 10^4$
Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений	$K_{ос.\,сф}$	дБ	65	80	—			
Частота единичного усиления	f_1	МГц	—	—	—	≥ 10	≥ 10	≥ 10
Скорость нарастания выходного напряжения	$\vartheta U_{вых}$	В/мкс	0,2*	0,2*	0,5*	90	90	90
Выходное сопротивление	$R_{вых}$	Ом	150*	150*	300*	200	200	200
Максимальный выходной ток	$I_{вых\,max}$	мА	—	—	—			
Максимальное выходное напряжение	$U_{вых\,max}$	В	±10	±10	±10	±10	±10	±10
Максимальное входное дифференциальное напряжение	$U_{дф.\,вх\,max}$	В	±5*	±5*	—	±10	±10	±10
Максимальное синфазное входное напряжение	$U_{сф.\,вх\,max}$	В	±8*	±8*	±12*	30	30	30
Напряжение питания	$U_{п}$	В	±15	±15	±15	±15	±15	±15
Ток потребления	$I_{пот}$	мА	6	3,6	6	8	8	8
Наличие внешней коррекции			Есть	Есть	Есть	Нет	Нет	Нет
Наличие защиты выхода в режиме короткого замыкания			—	—	—	—	—	—
Корпус			201.14—1			301.8—2		

* Типовое значение, документом на поставку не нормируется.

торов К142ЕН1, К142ЕН2 приведена на рис. V.12. Микросхемы выполнены в корпусе 402.16—2 (рис. V.2,*г*).

Микросхемы серии К148 предназначены для использования в выходных каскадах усилителей низкой частоты.

Микросхема К148УН1 (рис. V.13) обеспечивает получение выходной мощности 1 Вт на нагрузке 30 Ом в диапазоне частот 30 Гц...

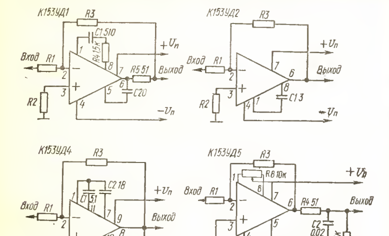


Рис. V.10. Типовые схемы включения микросхем серии К153 в режиме инвертирующего усилителя напряжения.

Таблица V.6. Основные данные стабилизаторов серии К142

Тип микросхемы	Коэффициент нестабильности по напряжению, %	Коэффициент нестабильности по току, %	Входное напряжение, В		Выходное напряжение, В		Максимально допустимый выходной ток, А	Максимально допустимая рассеиваемая мощность, Вт
			минимальное	максимальное	минимальное	максимальное		
К142ЕН1А	—	0,5	10	20	3	12	0,15	0,8
К142ЕН1Б	—	0,2						
К142ЕН1В	0,5	2,0						
К142ЕН1Г	0,5	1,0						
К142ЕН2А	—	0,5	20	40	12	30	0,15	0,8
К142ЕН2Б	—	0,2						
К142ЕН2В	0,5	2,0						
К142ЕН2Г	0,5	1,0						
К142ЕН3	0,1	0,25	9,5	60	3	30	1,0	6,0
К142ЕН4	0,1	0,25	9,5	60	3	30	1,0	6,0
К142ЕН5	0,05	1,0	8,5	15	5,9	6,1	8,0	10
К142ЕН6	0,005	0,02	±5	±40	±3	±25	—	—

20 кГц с коэффициентом гармоник не более 7 %. Коэффициент усиления по напряжению 100...200, входное сопротивление не менее 10 кОм. Напряжение питания микросхемы плюс 12 В, минус 12 В, допустимое отклонение питающего напряжения от номинального ± 10 %. Ток потребления при отсутствии входного сигнала не более 30 мА. Микросхема выполнена в корпусе 311.8—2 (рис. V.1,*в*).

Микросхема К148УН2 (рис. V.14) обеспечивает получение выходной мощности 1 Вт на нагрузке 4 Ома в диапазоне частот 100 Гц...

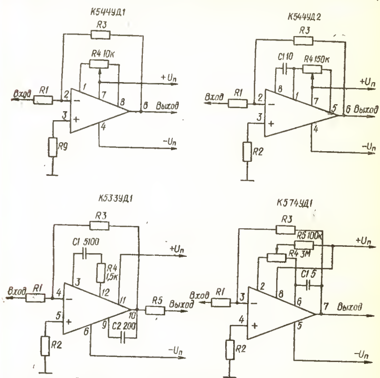


Рис. V.11. Типовые схемы включения микросхем серий К544, К553, К574 в режиме инвертирующего усилителя напряжения.

...20 кГц с коэффициентом гармоник не более 10 %. Коэффициент усиления по напряжению 10...30, входное сопротивление не менее 10 кОм. Напряжение питания микросхемы плюс 9 В, допустимое отклонение питающего напряжения от номинального ± 10 %. Микросхема выполнена в корпусе 311.10—1 (рис. V.1,*г*).

Микросхемы серии К157 предназначены для построения трактов сигналов с АМ и УЗЧ переносных и автомобильных приемников. Микросхемы выполнены в пластмассовом корпусе 201.14—1 (рис. V.3,*а*).

Микросхема К157УН1 (рис. V.15,*а*) предназначена для УЗЧ. Первый каскад выполнен по параллельно-балансной схеме на транзисторах *VT2* и *VT5* с активной нагрузкой (транзисторы *VT1* и *VT4*).

Режим работы первого каскада стабилизируется генератором тока на транзисторе *VT3*. Первый каскад отделен от последующего эмиттерным повторителем на транзисторе *VT7*. Второй каскад имеет неболь-

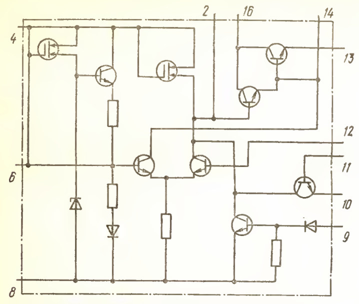


Рис. V.12. Схема стабилизаторов напряжения К142ЕН1, К142ЕН2.

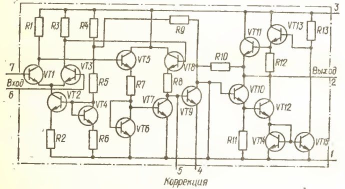


Рис. V.13. Схема усилителя К148УН1.

шой коэффициент усиления и служит для согласования уровней по постоянному току между первым и третьим каскадами. Третий каскад выполнен на транзисторе *VT11*, включенном по схеме с общим эмиттером. Диапазон рабочих частот микросхемы К157УН1 — 50 Гц... ...15 кГц при неравномерности АХЧ не более 6 дБ и коэффициенте гармоник не более 0,3 %. Максимальное выходное напряжение микро-

схемы К157УН1А не менее 1,8 В при чувствительности 15...30 мВ, микросхемы К157УН1Б — не менее 3 В при чувствительности 25... ...50 мВ. Напряжение питания микросхемы К157УН1А плюс 8...12,4 В, микросхемы К157УН1Б — плюс 9...15 В, потребляемая мощность не превышает 50 мВт.

Микросхема К157ХА1 (рис. V.15, *б*) содержит УРЧ с регулируемым коэффициентом усиления, гетеродин и смеситель. На транзисторе *VT11* выполнен однокаскадный апериодический УРЧ с ООС по напряжению, регулируемой внешним резистором, который подключается к выводам *1* и *14*. Гетеродин выполнен по автогенераторной схеме на транзисторах *VT4* и *VT6*. Транзистор *VT4* служит для автоматической регулировки амплитуды колебаний гетеродина. Смеситель выпол-

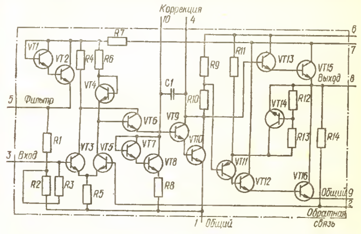


Рис. V.14. Схема усилителя К148УН2.

нен на транзисторах *VT2* и *VT3*. Преобразованный сигнал снимается с выводов *10* и *12*, напряжение внешней АРУ (см. гл. VII) подается на вывод *2*. Коэффициент усиления напряжения микросхемы 150... ...350 на частоте 0,15 МГц при коэффициенте шума не более 6 дБ. Уменьшение усиления на частоте 15 (К157ХА1А) и 25 МГц (К157ХА1Б) не превышает 6 дБ, напряжение гетеродина 300...450 мВ. Напряжение питания микросхемы плюс 3,6...6 В, потребляемая мощность не более 25 мВт.

Микросхема К157ХА2 (рис. V.15,*в*) предназначена для УПЧ с амплитудным детектором и системой АРУ. Усилитель промежуточной частоты состоит из регулируемого каскада (транзисторы *VT1* и *VT2*), управляемого напряжением по выводу *13*, и основного усилителя (транзисторы *VT4...VT11*). Основной усилитель выполнен по дифференциальной схеме (транзисторы *VT7* и *VT9*) с динамической нагрузкой в цепи коллектора транзистора *VT7*. Второй каскад основного усилителя выполнен на транзисторе *VT11* по схеме с ОЭ. Усилитель охвачен 100 %-ной ООС по постоянному току. Глубина ООС по переменному току определяется делителем, образованным резистором *R13*, и цепочкой, подключаемой к выводу *4*. Амплитудный детектор выполнен по схеме эмиттерного детектора на транзисторе *VT13*. Его отличительной особенностью является способность работать в широком

Рис. V.15. Схемы усилителей серии К157:
а — К157УН1; *б* — К157ХА1; *в* — К157ХА2.

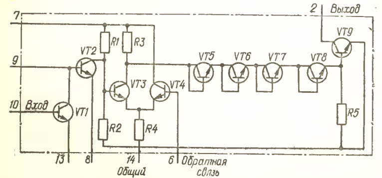


Рис. V.16. Схема усилителя К174УН3.

диапазоне уровней входного сигнала. Усилитель системы АРУ — двухкаскадный УПТ. Транзистор *VT14* включен по схеме с ОЭ, а транзистор *VT8* — по схеме с ОК. Нагрузкой транзистора *VT3* является регулируемый усилитель микросхемы. Чувствительность микросхемы на частоте 465 кГц (частота модулирующего сигнала 400 Гц, глубина модуляции 30 %) не менее 12...25 мВ при коэффициенте гармоник не более 3 %. Входное сопротивление микросхемы на частоте 465 кГц не менее 430 Ом. При изменении входного сигнала от 0,05 до 3 мВ выходной сигнал изменяется не более чем на 6 дБ.

Микросхемы серии К174 предназначены для УЗЧ бытовой стационарной аппаратуры. Микросхема К174УН3 (рис. V.16) представляет собой предварительный УЗЧ с коэффициентом усиления по напряжению 1400 и напряжением шумов не более 2 мкВ. Входное сопротивле-

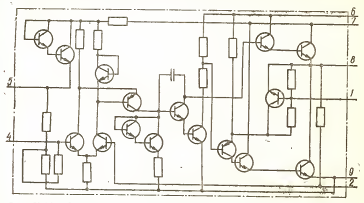


Рис. V.17. Схема усилителя К174УН4.

ние микросхемы 10 кОм. Напряжение питания плюс 6 В ± 10 %, ток потребления при отсутствии входного сигнала не более 6 мА.

Микросхема К174УН4 (рис. V.17) в диапазоне частот 30 Гц... ...20 кГц при нагрузке 4 Ом имеет выходную мощность 1 Вт при коэффициенте гармоник не более 2 %. Входное сопротивление микросхемы не менее 10 кОм. Напряжение питания плюс 9 В ± 10 %, ток потребления при отсутствии входного сигнала не более 10 мА.

Микросхема К174УН5 (рис. V.18) в диапазоне частот 30 Гц... ...20 кГц на нагрузке 4 Ом имеет выходную мощность 2 Вт при коэффициенте гармоник не более 1 %. Коэффициент усиления микросхемы на частоте 1 кГц 80...120, входное сопротивление более 10 кОм, напряжение питания плюс 12 В ± 10 %, ток потребления при отсутствии входного сигнала не более 30 мА.

Микросхема К174УН7 (рис. V.19) в диапазоне частот 40 Гц... ...20 кГц при нагрузке 4 Ом имеет выходную мощность 4,5 Вт при коэффициенте гармоник не более 10 %. Входное сопротивление микросхемы более 50 кОм, напряжение питания плюс 15 В ± 10 %, ток потребления при отсутствии входного сигнала не более 20 мА.

Микросхема К174УН8 (рис. V.20) в диапазоне частот 30 Гц... ...20 кГц на нагрузке 4 Ом имеет выходную мощность 2 Вт при коэффициенте гармоник не более 2 %. Коэффициент усиления микросхемы на частоте 1 кГц 4...40, входное сопротивление не менее 10 кОм, напряжение питания плюс 12 В ± 10 %, ток потребления при отсутствии входного сигнала не более 1 мА.

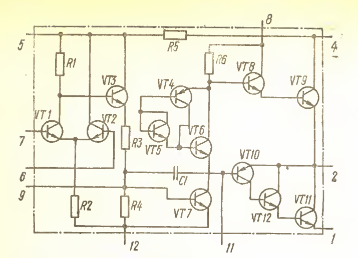


Рис. V.18. Схема усилителя К174УН5.

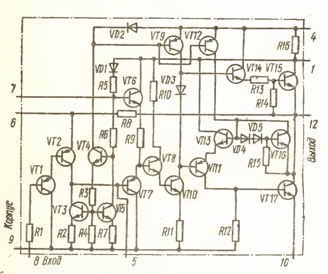


Рис. V.19. Схема усилителя К174УН7.

Микросхемы К174УН3, К174УН4, К174УН8 выполнены в пластмассовом корпусе с теплоотводом 201.9—1, К174УН5, К174УН7 — в корпусе 238.12—1 (рис. V.21).

Микросхемы серии К175 представляют группу широкополосных усилителей переменного тока.

Микросхема К175УВ1 (рис. V.22,*а*) представляет собой широкополосный усилитель с полосой пропускания до 30 МГц (группа А)

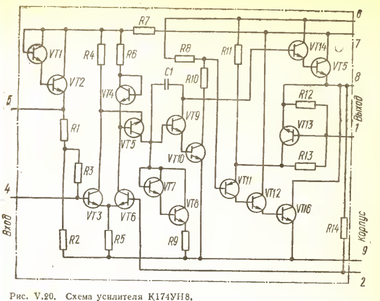


Рис. V.20. Схема усилителя К174УН8.

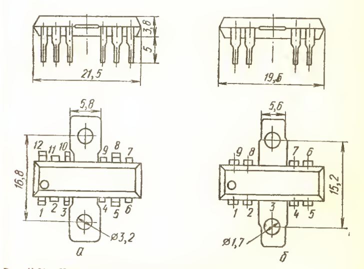


Рис. V.21. Конструкция микросхем серии К174:
а — К174УН5, К174УН7; *б* — К174УН3, К174УН4, К174УН8.

и 45 МГц (группа Б). Коэффициент усиления напряжения на частоте 1 МГц свыше 10 при коэффициенте гармоник не более 10 % и коэффициенте шума не более 12 дБ. Входное сопротивление микросхемы не менее 1 кОм, напряжение питания плюс 6,3 В ± 10 %, ток потреб-

ления не более 4,5 мА. Допускается работа микросхемы на нагрузку $R_н \geqslant 200$ Ом и $C_н \leqslant 10$ пФ, а также на последовательный резонансный контур.

Микросхема К175УВ2 (рис. V.22,*б*) выполнена в виде дифференциального усилителя на транзисторах *VT1*, *VT4...VT6* и транзисторов

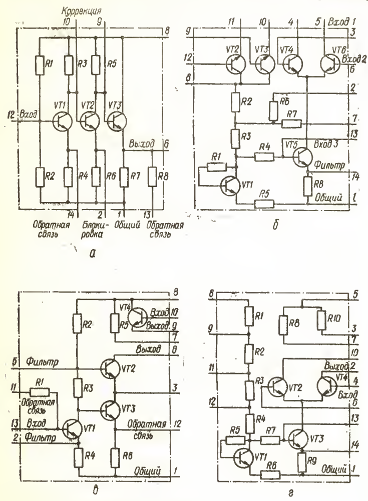


Рис. V.22. Схемы усилителей серии К175:
а — К175УВ1; *б* — К175УВ2; *в* — К175УВ3; *г* — К175УВ4.

VT2, *VT3*, на которых возможно построение входных или выходных эмиттерных повторителей. Микросхема обеспечивает работу в полосе частот до 40 МГц (группа А) и 55 МГц (группа Б) в качестве УВЧ с регулируемым коэффициентом усиления и коэффициентом шума

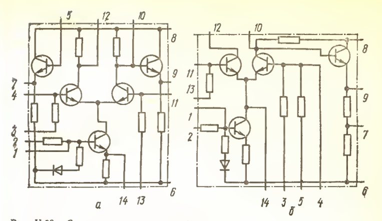


Рис. V.23. Схемы усилителей серии КР198:
а — КР198УТ1; *б* — КР198УН1.

Рис. V.24. Схема усилителя КР538УН1.

не более 10 дВ. Входное сопротивление микросхемы не менее 1 кОм, напряжение питания плюс 6,3 В ± 10 %, ток потребления не более 3,5 мА.

Микросхема К175УВ3 (рис. V.22,*в*) представляет собой широкополосный усилитель с малой потребляемой мощностью и обеспечивает работу в диапазоне частот до 3 МГц при коэффициенте шума не более 10 дБ. Входная емкость микросхемы не более 50 пФ, напряжение питания плюс 6,3 В ± 10 %, ток потребления менее 2 мА. Допускается работа микросхемы на нагрузку $R_н \geq 200$ Ом и $C_н \leq 10$ пФ, а также последовательный резонансный контур.

Микросхема К175УВ4 (рис. V.22,*г*) представляет собой дифференциальный усилитель, предназначенный для усиления сигналов в диапазоне частот до 150 МГц при коэффициенте шума не более 10 дБ и входном напряжении до 2 В. Напряжение питания микросхемы плюс 6,3 % ± 10 %, ток потребления не более 3 мА.

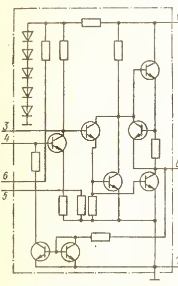


Рис. V.25. Схема усилителя КР538УН3.

Микросхемы серии К175 выполнены в пластмассовом корпусе 401.14—4 (рис. V. 2,*в*).

Микросхемы серии КР198 состоят из двух групп дифференциального усилителя КР198УТ1 и трех групп универсального линейного каскада КР198УН1. Верхняя граничная частота полосы пропускания микросхемы КР198УТ1 0,7 МГц, коэффициент усиления напряжения 20...70 при максимальном выходном напряжении 2,5 В. Входное сопротивление не менее 5 кОм, выходное сопротивление не более 0,5 кОм. Верхняя граничная частота полосы пропускания микросхемы КР198УН1 1 МГц, коэффициент усиления напряжения групп А, Б не менее 4, группы В — не менее 2, коэффициент шума группы А не более 30 дБ, коэффициент гармоник не более 10 % при максимальном выходном напряжении 2 В. Микросхема может работать в режиме АРУ при подаче регулирующего напряжения на вывод *11*. Питание микросхем осуществляется от двух разнополярных источников напряжением 6,3 В ± 10 %, ток потребления не более 6 мА. Микросхемы серии КР198 выполнены в пластмассовом корпусе 201.14—1 (рис. V.3,*а*), электрические схемы показаны на рис. V.23.

Микросхемы серии КР538, К548 предназначены для использования в малошумящих предварительных усилителях переменного тока.

Микросхема КР538УН1 (рис. V.24) обеспечивает на частоте 20 Гц коэффициент усиления напряжения $1 \cdot 10^5$ (группа А) и $0,5 \cdot 10^5$ (группа Б) при выходном напряжении до 12 В. Напряжение шумов, приведенное ко входу, в полосе частот 0,1...10 кГц не превышает 1,2 мкВ (группа А) и 0,85 мкВ (группа Б), коэффициент гармоник на частоте 1 кГц не превышает 0,1 %. Напряжение питания микросхемы плюс 15 В ± 10 %, ток потребления в режиме холостого хода не более 8 мА.

Микросхема КР538УН3 (рис. V.25) является сверхмалошумящим усилителем переменного тока с оптимизированными шумовыми характеристиками, предназначенным для работы с низкоомными генераторами сигналов (от сотен до единиц килоом). Коэффициент усиления напряжения микросхемы 200...300 (группа А) и 100...300 (группа Б), напряжение шумов, приведенное ко входу, при $R_г = 500$ Ом, не более 2 нВ/$\sqrt{Гц}$, коэффициент гармоник при $U_{вых} = 0{,}1$ В не более 1,5 %.

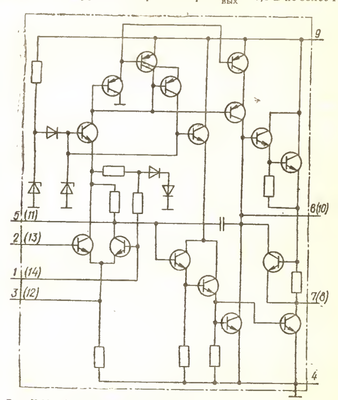


Рис. V.26. Схема усилителя К548УН1.

Напряжение питания микросхемы плюс 6 В ± 10 %, ток потребления не более 5 мА.

Микросхема К548УН1 (рис. V.26) представляет собой двухканальный малошумящий усилитель с коэффициентом усиления напряжения $K_{y\,U} \geq 5 \cdot 10^4$, напряжением шумов, приведенным ко входу, 0,7 мкВ (группа А) и 1,0 мкВ (группа Б), коэффициентом гармоник менее 0,1 % на частоте 1 кГц при $U_{вых} \leq 2$ В. Напряжение питания микросхемы плюс 12 В ± 10 %, ток потребления не более 15 мА при постоянном напряжении на выходе, равном 5 В. Идентичность параметров полностью независимых каналов микросхемы позволяет использовать их в высококачественных стереофонических трактах. Микросхема выпускается в пластмассовом корпусе 201.14—1 (рис. V.3,*а*).

3. Гибридные интегральные микросхемы

Микросхемы серии К224 предназначены для радиовещательной и телевизионной аппаратуры. Серия состоит из микросхем, изготовленных по гибридно-пленочной технологии с использованием бескорпусных биполярных транзисторов. Микросхемы выполнены в прямоугольном металлополимерном корпусе типа 115.9—1.

Микросхема К2УС241 (рис. V.27,*а*) предназначена для УРЧ и УПЧ, а также для буферных каскадов генераторов, работающих в диапазоне 0,15...110 МГц. Режим транзисторов задается делителем базового смещения нз резисторах *R1...R3* и резисторами *R5*, *R6*, включенными в цепь эмиттера транзистора *VT2*. В микросхеме предусмотрена возможность подачи базового тока смещения от внешнего источника или системы АРУ. В этом случае вывод *2* не соединяется с делителем *R1...R3*, а напряжение смещения подается через вывод *4* и резистор *R4*. Конденсатор *C1* обеспечивает включение транзистора *VT1* по схеме с ОБ. Входной сигнал подается иа базу транзистора *VT2* через вывод *1* и разделительный конденсатор *C2*. При необходимости в качестве входного можно использовать вывод *2*. Нагрузка усилителя может быть апериодической или резонансной и включается между выводами *8* и *9*. В диапазоне частот 0,15...30 МГц крутизна ВАХ микросхемы не менее 30 мА/В. Входное сопротивление микросхемы на частоте 10 МГц не менее 150 Ом. Неравномерность АХЧ в диапазоне рабочих частот не более 12 дБ. Напряжение питания плюс 5,4...12 В, потребляемая мощность не более 50 мВт.

Микросхема К2УС242 (рис. V.27,*б*) представляет собой однокаскадный усилитель для приемников сигналов с АМ и ЧМ. Транзистор *VT1* может быть включен по схеме с ОЭ, ОБ или ОК. Смещение на базу транзистора подается от внешнего стабилизированного источника через вывод *2* и резистор *R1*. Эта цепь может быть использована для подачи напряжения АРУ. При усилении по схеме с ОЭ сигнал поступает на базу транзистора через вывод *1* и конденсатор *C1*. Нагрузка может быть апериодической или резонансной. При резонансной нагрузке первичную обмотку трансформатора целесообразно включить между выводами *4* и *8*, а напряжение питания подать на вывод *9*.

Микросхему можно использовать и в качестве смесителя. В этом случае сигнал подается на вывод *1* и далее на базу транзистора, а напряжение гетеродина через вывод *6* поступает на эмиттер. Для выделения промежуточной частоты можно использовать пьезокерамический фильтр, связанный с микросхемой через согласующий трансформатор (выводы *4* и *8*). Микросхема может работать в диапазоне частот 0,15... ...33 МГц. На частоте 10 МГц микросхема имеет входное сопротивление более 150 Ом, крутизну ВАХ не менее 25 мА/В. Напряжение питания микросхемы плюс 3,6...9 В, потребляемая мощность не более 15 мВт.

Микросхема К2УС244 (рис. V.27,*в*) предназначена для трансформаторного предварительного УЗЧ, работающего на частотах от 80 Гц до 20 кГц. Для нормального функционирования микросхемы необходимо с помощью внешних элементов подать смещение на базу транзистора *VT1*. Первичная обмотка трансформатора подключается к выводу *9*. Во всем диапазоне частот микросхема усиливает напряжение более чем в 100 раз при коэффициенте гармоник менее 5 %. Напряжение питания микросхемы плюс 5,4...9 В, потребляемая мощность не более 80 мВт.

Микросхема К2УС245 (рис. V.27,*г*) предназначена для создания бестрансформаторного УЗЧ. Напряжение смещения на базу транзистора *VT1* подается с помощью внешних элементов. Обратная связь

с выходного каскада на базу транзистора *VT2* подается через вывод *3*. Входное сопротивление микросхемы более15 кОм. Коэффициент усиления в диапазоне частот 80 Гц...20 кГц больше 140 при коэффициенте

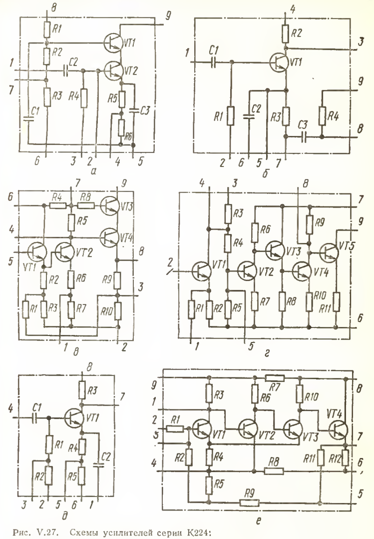


Рис. V.27. Схемы усилителей серии К224:
а — К2УС241; *б* — К2УС242; *в* — К2УС244; *г* — К2УС245; *д* — К2УС243; *е* — К2УС2415.

гармоник менее 3 %. Напряжение питания микросхемы плюс 5,4... ...12 В, потребляемая мощность не более 80 мВт.

Микросхема К2УС243 (рис. V.27,*д*) по функциональному назначению и ряду параметров аналогична микросхеме К2УС242. Ее можно

использовать на частотах до 110 МГц. При этом на верхних частотах крутизна ВАХ не ниже 10 мА/В. Напряжение питания микросхемы плюс 3,6...9 В, потребляемая мощность не более 25 мВт.

Микросхема К2УС2415 (рис. V.27,*е*) представляет собой УЗЧ для аппаратуры низовой радиосвязи. На частоте 1 кГц ее коэффициент усиления более 12, входное сопротивление превышает 50 кОм, а коэффициент гармоник меньше 3 %. Напряжение питания микросхемы плюс 9 В ± 20 %, потребляемая мощность не более 220 мВт.

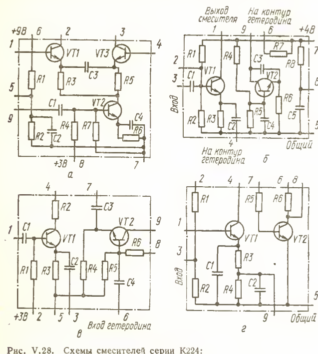


Рис. V.28. Схемы смесителей серии К224:
а — К2УП241; *б* — К2ЖА241; *в* — К2ЖА242; *г* — К2ЖА243.

Микросхема К2УП241 (рис. V.28,*а*) благодаря наличию дифференциальной пары на транзисторах *VT1* и *VT2* является универсальным устройством и применяется в УРЧ и УПЧ, смесителях, гетеродинах и других каскадах радиовещательных приемников. Микросхема используется в диапазоне частот 0,15...110 МГц. Крутизна ВАХ в диапазоне 0,15...30 МГц не ниже 10 мА/В, а в диапазоне 30...110 МГц не ниже 5 мА/В. Напряжение питания микросхемы плюс 5,4...9 В, потребляемая мощность не более 20 мВт.

Микросхема К2ЖА241 (рис. V.28,*б*) предназначена для создания смесителя и гетеродина тракта сигналов с ЧМ. Смеситель выполняется на транзисторе *VT1*. Резисторы *R1...R3* определяют режим этого транзистора по постоянному току. Входной сигнал подается на вывод *2* через разделительный конденсатор, а напряжение гетеродина — на вывод *3* или *4*. Для выделения промежуточной частоты используется колебательный контур, включенный между выводом *1* и источником

питания. Гетеродин выполняется на транзисторе *VT2* по схеме с емкостной связью. Контур гетеродина включается в коллекторную цепь транзистора *VT2* (вывод *9*). Диапазон рабочих частот гетеродина 65...120 МГц, а смесителя 10...110 МГц. Крутизна преобразования смесителя на частоте 10 МГц более 7 мА/В, входное сопротивление превышает 150 Ом, коэффициент преобразования не менее 2. Напряжение питания микросхемы плюс 4 В ± 25 %, потребляемая мощность не более 30 мВт.

Микросхема К2ЖА242 (рис. V.28,*в*) предназначена для смесителя и гетеродина в трактах сигналов с АМ. Смеситель выполняется на транзисторе *VT1*. Напряжение сигнала подается на базу транзистора (вывод *1*) совместно с напряжением гетеродина. Напряжение промежуточной частоты снимается с контура, подключенного к выводу *4*. Гетеродин выполняется на транзисторе *VT2*. Смещение на базу транзистора *VT2* целесообразно подавать со стабилитрона, подключенного к выводу *8*. Для стабилизации режима работы преобразователя в цепях питания может использоваться микросхема К2ПП241. Диапазон рабочих частот смесителя 0,15...30 МГц, а гетеродина 0,5...30 МГц. На частоте 10 МГц крутизна преобразования смесителя более 18 мА/В, а крутизна транзистора *VT2* более 14 мА/В. Напряжение питания плюс 3,6...9 В для смесителя и плюс 3...3,6 В для гетеродина. Потребляемая микросхемой мощность не превышает 40 мВт.

Микросхема К2ЖА243 (рис. V.28,*г*) предназначена для детектирования сигналов промежуточной частоты с АМ и усиления напряжения системы АРУ. Сигнал на базу транзистора *VT1* подается со вторичной обмотки трансформатора промежуточной частоты, включаемой между выводами *1* и *3*. Эмиттерный переход транзистора *VT1* используется для детектирования сигнала. Низкочастотная составляющая продетектированного сигнала снимается с вывода *9*. Коллекторный переход транзистора *VT1* используется в детекторе системы АРУ. Напряжение системы АРУ подается на базу транзистора *VT2*, который в этом случае является усилителем системы АРУ. С него (вывод *8*) напряжение этой системы поступает на регулируемые каскады. Входное сопротивление детектора не менее 500 Ом, коэффициент передачи 0,3, коэффициент гармоник менее 3 %, рабочая частота 465 кГц. Напряжение питания микросхемы плюс 3 В ± 5 %, потребляемая мощность не более 10 мВт.

Микросхема К2ДС241 (рис. V.29,*а*) применяется в частотных детекторах. Транзисторы *VT1* и *VT2* выполняют роль диодов. Для преобразования ЧМ в АЧМ используются два внешних контура и катушка связи (см. гл. VII, § 10). Остальные компоненты микросхемы предназначены для фильтрации и подавления паразитной АМ. Диапазон рабочих частот микросхемы 5...110 МГц, коэффициент передачи при нагрузке 20 кОм не менее 0,15.

Микросхема К2ДС242 (рис. V.29,*б*) по функциональному назначению аналогична микросхеме К2ДС241. Она выполнена по типовой схеме симметричного детектора отношений. Диапазон рабочих частот микросхемы 5...20 МГц, коэффициент передачи не менее 0,15.

Микросхема К2ПП241 (рис. V.29,*в*) представляет собой часть стабилизатора напряжения базовых цепей транзисторов переносных бытовых приемников. Для нормального функционирования микросхемы между выводами *1* и *3* необходимо подключить опорные стабилизирующие элементы. Транзистор *VT1* используется как регулирующий элемент, на транзисторе *VT2* выполнен усилитель обратной связи. Напряжение стабилизации определяется внешними опорными элементами и обычно составляет плюс 3,3...3,9 В при входном напряжении плюс 5,4...12 В. Потребляемая мощность не превышает 20 мВт.

Микросхема К224УН1 (рис. V.29,*г*) предназначена для создания УЗЧ со специальной частотной характеристикой, имеющей в диапазоне частот 300...3400 Гц спад в 6 дБ на октаву. Коэффициент усиления напряжения микросхемы не менее 12, коэффициент гармоник на частоте 1 кГц при $U_{вых} = 0{,}8$ В не более 5 %, напряжение питания плюс 9 В ± 20 %, ток потребления не более 20 мА.

Микросхема К224УН2 (рис. V.30) предназначена для работы с телефоном типа ТГ-7м, обеспечивает усиление напряжения на час-

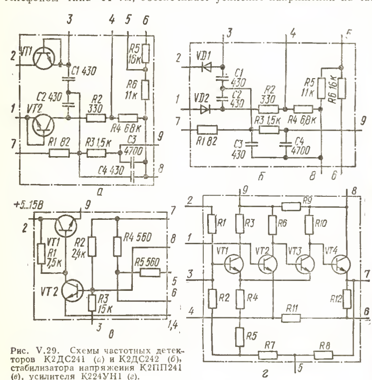


Рис. V.29. Схемы частотных детекторов К2ДС241 (*а*) и К2ДС242 (*б*), стабилизатора напряжения К2ПП241 (*в*), усилителя К224УН1 (*г*).

тоте 1 кГц не менее 5 при коэффициенте гармоник не более 3 %. На частоте 3,4 кГц АХЧ имеет спад 9,1...11,1 дБ. Напряжение питания микросхемы плюс 9 В ± 20 %, ток потребления не более 20 мА.

Микросхема К224УН16 (рис. V.31,*а*) применяется как оконечный или предварительный усилитель мощности и обеспечивает выходную мощность не менее 4 Вт на нагрузке 8 Ом при частоте 1 кГц и коэффициенте гармоник менее 1 %. Полоса рабочих частот микросхемы 50...20000 Гц, чувствительность 1 В, входное сопротивление 300 кОм, напряжение питания плюс 30 В ± 10 %. Микросхема выполнена в корпусе 422.12—1 (рис. V.31,*б*).

Микросхема К224УН17 (рис. V.32,*а*) является усилителем мощности, работающим в диапазоне частот 50 Гц...20 кГц. Микросхема обеспечивает выходную мощность не менее 20 Вт на нагрузке 4 Ом при частоте 1 кГц и коэффициенте гармоник менее 10 %. Чувствительность

микросхемы не более 1,5 В, входное сопротивление более 10 кОм, питание от двух разнополярных источников напряжением 24 В ± 10%. Микросхема выполнена в корпусе 426.18—1 (рис. V.32,*б*).

Микросхемы серии К228 предназначены для аналоговой и аналого-цифровой радиоэлектронной аппаратуры и конструктивно оформлены

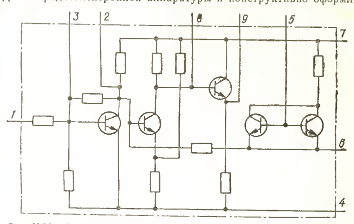


Рис. V.30. Схема усилителя К224УН2.

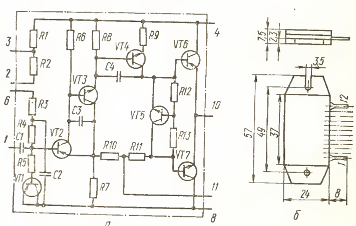


Рис. V.31. Микросхема К224УН16:
а — схема усилителя; *б* — конструкция и нумерация выводов.

в корпусе типа 151.15 —2 (рис. V.2,*а*). Питание микросхем осуществляется от двух разнополярных источников напряжением 6,3 В ± ± 10 %.

Микросхема К228УВ1 (рис. V.33,*а*) содержит один каскад, на основе которого могут быть построены усилители с резонансной или апериодической нагрузкой, эмиттерные повторители, смесители и гетеродины. Крутизна ВАХ в диапазоне частот до 60 МГц не менее 7,5 мА/В, входное сопротивление не менее 400 Ом, выходное сопротив-

ленне не более 50 кОм на частоте 60 МГц, ток потребления не более 4 мА.

Микросхема К228УВ3 (рис. V.33,*б*) представляет собой каскодный усилитель, работающий с резонансной или апериодической нагрузкой. Крутизна ВАХ не менее 7,5 мА/В на частоте 60 МГц. Входное сопротивление не менее 400 Ом, выходное сопротивление не более 100 кОм на частоте 60 МГц, ток потребления не более 4,6 мА.

Микросхема К228УВ2 (рис. V.33,*в*) представляет собой дифференциальный усилитель со стабилизатором тока, предназначенный для

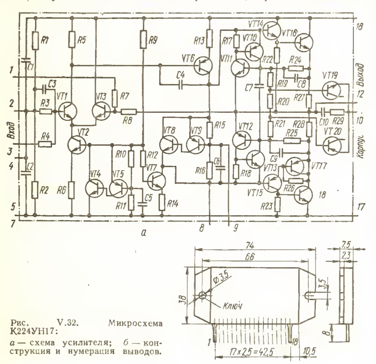


Рис. V.32. Микросхема К224УН17:

а — схема усилителя; *б* — конструкция и нумерация выводов.

использования в регулируемых усилителях, смесителях, генераторах и преобразователях частоты. Крутизна ВАХ на частоте 60 МГц не менее 7,5 мА/В, диапазон регулировки крутизны составляет ± 50 дБ. Входное сопротивление микросхемы не менее 400 Ом, выходное сопротивление не более 100 кОм на частоте 60 МГц, ток потребления не более 4,6 мА.

Микросхема К228УВ4 (рис. V.33,*г*)предназначена для использования в усилителях параллельного баланса, смесителях и других устройствах. Крутизна ВАХ не менее 5 мА/В на частоте 5 МГц. Входное сопротивление микросхемы не менее 400 Ом, выходное сопротивление не более 50 кОм на частоте 60 МГц, ток потребления не более 2,8 мА.

Микросхемы серии К237 предназначены для работы в трактах сигналов с АМ и ЧМ бытовых переносных и автомобильных приемниках,

в устройствах магнитной записи. Микросхемы выполнены по тонкопленочной технологии в пластмассовых корпусах типа Кулон (рис. V.2,*б*).

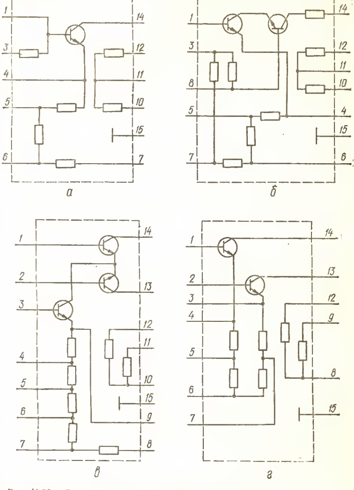


Рис. V.33. Схемы усилителей серии К228:
а — К228УВ1; *б* — К228УВ3; *в* — К228УВ2; *г* — К228УВ4.

Микросхема К237УН1 (рис. V.34,*а*) предназначена для использования в качестве предварительного УЗЧ. Микросхема выполнена на транзисторах с непосредственными связями и рассчитана на работу с двухтактным бестрансформаторным усилителем мощности. Коэффициент усиления микросхемы 60...120 в диапазоне частот 60 Гц...10 кГц при неравномерности АХЧ не более 6 дБ. Максимальное выходное

напряжение микросхемы не менее 2,2 В, коэффициент гармоник менее 0,3 %, входное напряжение 15...30 мВ, напряжение питания плюс 5,6...10 В, потребляемая мощность не более 60 мВт.

Микросхема К237УН2 (рис. V.34,*б*) также предназначена для создания бестрансформаторных УЗЧ радиоприемников, электрофонов,

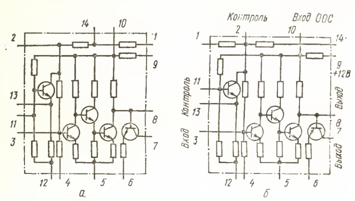


Рис. V.34. Схемы усилителей К237УН1 (*а*), К237УН2 (*б*).

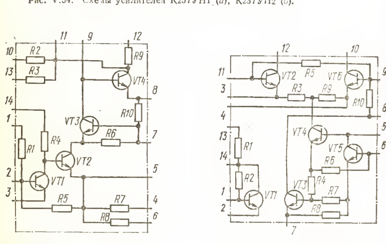


Рис. V.35. Схема усилителя К237УН5.

Рис. V.36. Микросхема К237ХК1.

магнитофонов и других устройств. Диапазон рабочих частот микросхемы 50 Гц...15 кГц при неравномерности АЧХ не более 6 дБ. Вместе с усилителем мощности микросхема обеспечивает при номинальном входном напряжении 25...30 мВ выходное напряжение более 3,5 В, выходную мощность не менее 3 Вт на нагрузке 3,9 Ом при коэффициенте гармоник не более 1 %. Напряжение питания микросхемы плюс 7,2...15 В, потребляемая мощность при отсутствии входного сигнала не более 225 мВт.

Микросхема К237УН5 (рис. V.35) предназначена для УПЧ в трактах сигналов с ЧМ. Коэффициент усиления 150...210 при входном напряжении 1 мВ на частоте 10,7 МГц, напряжение питания микросхемы плюс 5...10 В, потребляемая мощность не более 50 мВт.

Микросхема К237ХК1 (рис. V.36) может использоваться в УРЧ с регулируемым коэффициентом усиления и преобразователе частоты радиоприемников. Усилительная часть схемы выполнена на транзисторе *VT1* и может работать с апериодической и резонансной нагрузкой. Гетеродин микросхемы выполнен на транзисторах *VT4* и *VT5* по схеме с отрицательным сопротивлением. Транзистор *VT3* используется для стабилизации амплитуды колебаний. Напряжение гетеродина подается на эмиттеры транзисторов *VT2* и *VT6* через резисторы

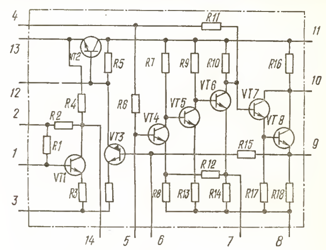


Рис. V.37. Микросхема К237ХК2.

R3 и *R9*. Напряжение гетеродина на частоте 15 МГц составляет 300... ...450 мВ. Смеситель выполнен по балансовой схеме на транзисторах *VT2* и *VT6*. Микросхема может использоваться в диапазоне частот 0,15...15 МГц. Коэффициент усиления в режиме преобразования 150... ...300, коэффициент шума на частоте 150 кГц не более 6 дБ. Напряжение питания микросхемы плюс 4...6,4 В, потребляемая мощность не более 25 мВт.

Микросхема К237ХК2 (рис. V.37) предназначена для усиления и детектирования сигналов промежуточной частоты и усиления напряжения системы АРУ в радиоприемных устройствах. Усилитель промежуточной частоты состоит из регулируемого каскада на транзисторе *VT1* и апериодических каскадов на транзисторах *VT4...VT6*. Усиленный сигнал поступает на детектор АМ сигналов (транзисторы *VT7* и *VT8*), после детектирования снимается с резистора *R18* на внешний УЗЧ и через резистор *R15* — на базу транзистора *VT3* усилителя системы АРУ. Изменение напряжения на эмиттере транзистора *VT2* влияет на напряжение питания транзистора *VT1* и, следовательно, на его коэффициент усиления. На частоте 465 кГц коэффициент усиления УПЧ составляет 1200...2500. При входном напряжении 0,3 мВ

(частота модулирующего сигнала 400 Гц, глубина модуляции 80 %) коэффициент гармоник не превышает 3 %. Если входной сигнал изменяется от 0,05 до 3 мВ, изменение выходного напряжения не превы-

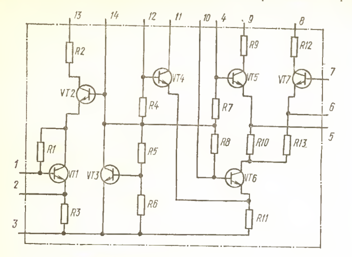


Рис. V.38. Микросхема К237ХК5.

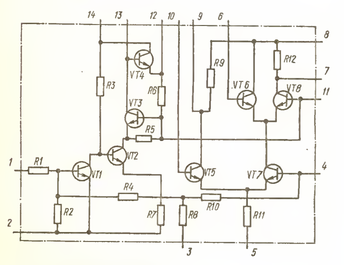


Рис. V. 39. Микросхема К237ХК6.

шает 6 дБ. Напряжение на выходе системы АРУ при отсутствии входного сигнала равно 3...4,5 В. Напряжение питания микросхемы плюс 4...6,4 В, потребляемая мощность не более 35 мВт.

Микросхема К237ХК5 (рис. V.38) позволяет создавать УРЧ и преобразователи частоты радиоприемников с УКВ диапазоном. Коэффициент усиления микросхемы на максимальной рабочей частоте 108МГц равен 10...25, напряжение гетеродина 100...200 мВ. Напряжение питания микросхемы плюс 5...10 В, потребляемая мощность не более 80 мВт.

Микросхема К237ХК6 (рис. V.39) предназначена для использования в качестве УПЧ сигналов с ЧМ и частотного детектора. Крутизна характеристики частотного детектора 2...3,2 мВ/кГц на частоте 10,7 МГц, подавление сопутствующей АМ не менее 20 дБ. Напряжение питания микросхемы плюс 6 В ± 10 %, потребляемая мощность не более 80 мВт.

УСИЛИТЕЛИ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

1. Основные показатели качества усилителей звуковой частоты

Коэффициент усиления напряжения K_U — отношение напряжения сигнала на выходе усилителя к напряжению сигнала, подведенного к его входу. **Коэффициент усиления мощности** K_P — отношение мощности сигнала на выходе усилителя к мощности сигнала, подведенной к его входу. Часто коэффициент усиления выражают в децибелах $K_{(дБ)} = 20 \lg K_U = 10 \lg K_P$.

Амплитудно-частотная характеристика — зависимость коэффициента усиления напряжения от частоты. Элементами АХЧ являются номинальный диапазон воспроизводимых частот и ее неравномерность в этом диапазоне. *Неравномерность АЧХ* — отношение наибольшего и наименьшего коэффициентов усиления напряжения в заданном диапазоне частот. *Диапазон воспроизводимых частот* — диапазон частот, в пределах которого неравномерность АЧХ не превышает заданной. В УЗЧ для воспроизведения звуковых программ различают диапазон воспроизводимых частот по электрическому напряжению и по звуковому давлению (при подключении АС к УЗЧ.)

Входное сопротивление — сопротивление входа усилителя для переменного тока. Обычно нормируют активную составляющую входного сопротивления и входную емкость. **Выходное сопротивление** — сопротивление выхода усилителя для переменного тока. Чем меньше выходное сопротивление усилителя, тем лучше АЧХ по звуковому давлению.

Амплитудная характеристика усилителя — зависимость амплитуды выходного напряжения сигнала от амплитуды напряжения сигнала на входе.

Нелинейные искажения обусловлены нелинейностью ВАХ транзисторов и характеристик намагничивания магнитопроводов трансформаторов. Эти искажения проявляются в виде новых компонентов спектра частот, отсутствующих во входном сигнале. Если УЗЧ вносит небольшие нелинейные искажения, его амплитудная характеристика описывается выражением

$$U_{\text{вых}} = a_1 U_{\text{вх}} + a_2 U_{\text{вх}}^2 + a_3 U_{\text{вх}}^3 + \ldots + a_k U_{\text{вх}}^k,$$

где $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$ — амплитуды входного и выходного гармонических (синусоидальных) сигналов; a_i — коэффициенты, значения которых определяются видом амплитудной характеристики; k — порядок нелинейности, определяющий число гармоник сигнала на выходе. При

подаче на вход такого УЗЧ гармонического напряжения с частотой f выходной сигнал представляет собой сумму гармоник с частотами $f, 2f, 3f, \ldots, nf$ и амплитудами $U_1, U_2, U_3, \ldots, U_n$. Если на вход УЗЧ поступают гармонические сигналы с частотами f_1 и f_2, на выходе кроме этих частот появляются их высшие гармоники и комбинационные компоненты, частоты которых равны $nf_1 \pm mf_2$, где $n = 1, 2, 3, \ldots$; $m = 1, 2, 3\ldots$ Порядок отдельной комбинационной составляющей равен $n + m$. Чем больше порядок нелинейности УЗЧ k, тем больше комбинационных составляющих появляется на его выходе. Искажения, связанные с появлением на выходе УЗЧ комбинационных компонентов, называют *интермодуляционными искажениями*.

Уровень нелинейных искажений оценивают коэффициентами гармоник и интермодуляционных искажений (интермодуляции). *Коэффициент гармоник* — отношение средней квадратической суммы высших гармоник к средней квадратической сумме всех гармоник сигнала (ГОСТ 9783—79). *Коэффициент интермодуляции n-го порядка* — отношение средней квадратической суммы спектральных компонентов с частотами $f_1 \pm (n-1)f_2$ к компоненту выходного сигнала с частотой f_2, где f_1 и f_2 — частоты входных гармонических сигналов ($f_1 \ll f_2$). *Коэффициент интермодуляционных искажений* — отношение средней квадратической суммы комбинационных компонентов к компоненту выходного сигнала, частота которого равна частоте более высокочастотного входного сигнала. Коэффициенты интермодуляции и интермодуляционных искажений определяют при заданном соотношении амплитуд входных гармонических сигналов.

Коэффициенты гармоник и интермодуляционных искажений взаимосвязаны. При нелинейности малого порядка (второго или третьего) они имеют близкие значения. При более высоких порядках нелинейности коэффициент интермодуляционных искажений превышает коэффициент гармоник. Поэтому нормировать и определять их при оценке качества УЗЧ следует в отдельности. Субъективное восприятие нелинейных искажений при звуковоспроизведении зависит в основном от относительных амплитуд комбинационных компонентов.

Динамические искажения — особый вид искажений, которые проявляются в транзисторных УЗЧ, охваченных глубокой ООС. Эти искажения обусловлены перегрузкой каскадов усилителя вследствие запаздывания напряжения ООС по отношению к напряжению входного сигнала. Динамические искажения зависят, в частности, от скорости нарастания выходного сигнала, которую можно определить по переходной характеристике усилителя. *Переходная характеристика усилителя* — зависимость выходного напряжения от времени, прошедшего после подачи на вход усилителя скачка входного напряжения. Скорость нарастания выходного сигнала $V_U = 2\pi f_в U_m = 2\pi f_в \sqrt{2PR_н}$, где U_m — максимальная амплитуда выходного напряжения; $f_в$ — максимальная частота усиливаемого сигнала; P — максимальная выходная мощность; $R_н$ — сопротивление нагрузки.

Динамические искажения можно разделить на гармонические и интермодуляционные. При *гармонических* динамических искажениях изменяется форма синусоидального сигнала, если его амплитуда и частота превышают критические значения, определяемые максимальной скоростью нарастания выходного напряжения. *Интермодуляционные* динамические искажения возникают при тех же условиях, если усиливается сложный сигнал.

Помехи в усилителях обусловлены собственными шумами, фоном (пульсации питающих напряжений) и наводками. *Уровень собственных шумов усилителя* — отношение среднего квадратического напряжения

шумов (в заданной полосе частот) на выходе усилителя к напряжению, соответствующему номинальной мощности. Уровень шумов принято выражать в децибелах. *Уровень фона* — отношение среднего квадратического напряжения суммы составляющих фона (гармоник частоты питающей сети) к выходному напряжению при номинальной мощности. Аналогично оценивают и уровень наводок.

Выходная мощность усилителя. *Максимальная выходная мощность* — выходная электрическая мощность, при которой ограничение по максимуму выходного сигнала увеличивает коэффициент гармоник по напряжению до 10 %. *Номинальная выходная мощность* —

Таблица VI.1. **Нормы на параметры бытовых УЗЧ (ГОСТ 24388—83Е)**

Параметр	Норма для УЗЧ группы сложности	
	0	1
Границы диапазона воспроизводимых частот:		
нижняя, Гц, не более	20	31,5/40
верхняя, кГц, не менее	25/20	20/18
Допускаемые отклонения АЧХ в диапазоне воспроизводимых частот относительно уровня сигнала на частоте 1000 Гц, дБ, не более:		
для линейных входов (от линейной АЧХ)		
предварительных усилителей	±0,3	±0,4
усилителей мощности	±0,4	±0,6
полных усилителей	±0,7	±1,0
для корректирующих входов (от нормированной характеристики *)	±0,7/±1,0	±1,5/±2,0
Рассогласование каналов по усилению в диапазоне частот 250 ... 6300 Гц, дБ, не более	2	4
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 40 ... 16000 Гц, %, не более		
для предварительных усилителей	0,05/0,08	0,3/0,4
для усилителей мощности	0,1/0,15	0,3/04
для полных усилителей	0,15/0,2	0,5/0,6
Коэффициент интермодуляционных искажений, %, не более		
для предварительных усилителей	0,2/0,5	1,5
для усилителей мощности	0,3/0,5	1,5
для полных усилителей	0,4/0,7	2
Переходное затухание между стереоканалами, дБ, не менее		
на частоте 1000 Гц	48	40
на частотах 250 ... 10000 Гц	38	30
Переходное затухание между низкочастотными входами, дБ, не менее		
на частоте 1000 Гц	58	50
на частотах 250 ... 10000 Гц	48	40
Отношение сигнал/взвешенный шум, дБ, не менее *²		
для предварительных усилителей	80/70	66/63
для усилителей мощности	100/96	86
для полных усилителей	80/70	66/63
Отношение сигнал/фон, дБ, не менее *²		
для предварительных усилителей	66/60	50
для усилителей мощности	74/70	60
для полных усилителей	60/53	43
Уровень шума по звуковому давлению, дБ, не более	20/25	25/30
Коэффициент демпфирования в диапазоне воспроизводимых частот, не менее *³	20	10

* Устанавливают в ТУ.
*² Кроме корректирующего входа.
*³ Кроме предварительных усилителей.

Примечание. В числителе дроби указаны нормы для высшей категории качества, в знаменателе — для первой категории качества.

выходная мощность, указанная в нормативно-технической документации и являющаяся необходимым условием при измерении других параметров, например, коэффициента гармоник, уровня помех и др.

Чувствительность усилителя — напряжение сигнала на входе, при котором выходная мощность равна номинальной.

Динамический диапазон амплитуд — отношение (обычно в децибелах) амплитуд наиболее сильного и наиболее слабого сигналов, которые могут быть усилены данным усилителем при допустимых искажениях и уровне помех. Уровень самого слабого усиливаемого сигнала ограничивается уровнем помех, самого сильного — нелинейными искажениями. Для хорошего качества воспроизводимого сигнала динамический диапазон амплитуд должен составлять 60 дБ.

Нормы на параметры бытовых УЗЧ групп сложности 0 (высшей) и 1 приведены в табл. VI.1. Номинальная мощность каждого канала УМ и ПУ должна выбираться из ряда: 10; 15; 25; 35; 50; 75; 100; 150; 200 Вт. Все усилители должны иметь индикатор включения и защиту выхода от короткого замыкания. ПрУ и У должны иметь, кроме того, регуляторы громкости, тембра, баланса, переключатель «моностерео», тонкомпенсацию (отключаемую), линейный вход и выход для записи на магнитофон. Предварительные усилители должны иметь также выход для подключения УМ и отключаемые фильтры ВЧ и (или) НЧ, усилители мощности — вход для подключения ПрУ, выходы для подключения АС и телефона, индикаторы уровня или перегрузки, защиту АС от постоянного напряжения (тока), полные усилители — выходы для подключения АС и телефонов, индикаторы уровня или перегрузки и защиту АС от постоянного напряжения (тока). Предварительные усилители высшей группы сложности должны иметь, кроме этого, корректирующий вход.

Нормы на основные параметры тракта УЗЧ бытовых приемников, радиол и магнитол, имеющих вход «УЗЧ» для подключения внешних источников сигнала, приведены в табл. VI.2.

Таблица VI.2. **Нормы на параметры тракта УЗЧ бытовых приемников, радиол и магнитол, имеющего вход для подключения внешних источников сигнала**

Параметр	Норма для УЗЧ группы сложности			
	0	1	2	3
Выходная мощность, Вт, не менее				
стационарных УЗЧ при питании от сети	25	10	3	1
переносных УЗЧ при питании от автономного источника	1	0,5	0,25	0,1*
Диапазон воспроизводимых частот по электрическому напряжению при неравномерности АЧХ 3 дБ				
стационарных УЗЧ				
нижняя граница, Гц, не более	20	31,5	40	80
верхняя граница, кГц, не менее	20	16	12,5	8
переносных УЗЧ				
нижняя граница, Гц, не более	40	63	100	250*
верхняя граница, кГц, не менее	16	12,5	10	7,1*
Коэффициент гармоник по электрическому напряжению на частоте 1 кГц, %, не более				
стационарных УЗЧ	0,3	0,7	1,0	2,0
переносных УЗЧ	0,5	1,0	1,0	2,0

* Норма не распространяется на УЗЧ приемников, радиол, магнитол объемом менее 0,001 м³.

Таблица VI.3. **Область применения соединителей бытовой аппаратуры и назна**

Расположение контактов	Область применения	
1, 3, 2	Выходы (вилки) микрофонов и входы (розетки) аппаратуры. Допускается объединение входа для микрофона и входа для аппаратуры на одной розетке	Моно симметричный
		Моно несимметричный
	Выходы (вилки) микрофонов и входы (розетки) аппаратуры	Стерео симметричный
		Стерео несимметричный
1, 3, 4, 5, 2	Выходы (вилки) ЭПУ, приемников, тюнеров, линейные выходы магнитофонов (розетки) и соответствующие им входы аппаратуры	Моно
		Стерео
	Вход и выход (розетки) магнитофонов и соответствующие им выходы и входы (розетки) приемников, электрофонов, усилителей и др. при записи на магнитофон и воспроизведении с магнитофона *	Моно
		Стерео
	Головные телефоны (вилка) и выход аппаратуры для подключения телефонов (розетка) *[2]	Моно
		Стерео
4, 1, 5, 3, 2	Головные телефоны (вилка) и выход аппаратуры для подключения телефонов (розетка) *[3]	Моно
		Стерео
+, 1, –, 2	Выносная акустическая система (вилка) и выход усилителя мощности (розетка)	—

* Для магнитофонов допускается выполнение входа и выхода на отдельных розетках.

*[2] В аппаратуре, разработанной до 1.01.84

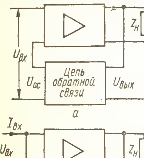
*[3] В аппаратуре, разработанной после 1.01.84.

Назначение контактов				
1	2	3	4	5
Прямой провод	Экран	Обратный провод	—	—
То же	Экран и обратный провод	—	—	—
Прямой провод левого канала	Экран	Обратный провод левого канала	Прямой провод правого канала	Обратный провод правого канала
То же	Экран и обратный провод	—	То же	—
—	То же	Прямой провод	—	Соединен с контактом *3*
—	»	Прямой провод левого канала	—	Прямой провод правого канала
Сигнал записи	»	Сигнал воспроизведения	Соединен с контактом *1*	Соединен с контактом *3*
Сигнал записи левого канала	»	Сигнал воспроизведения левого канала	Сигнал записи правого канала	Сигнал воспроизведения правого канала
—	»	Прямой провод	—	—
—	»	Прямой провод левого канала	—	Прямой провод правого канала
Экран и корпус	Обратный провод	Соединен с контактом *2*	Прямой провод	Соединен с контактом *4*
То же	Обратный провод левого канала	Обратный провод правого канала	Прямой провод левого канала	Прямой провод правого канала
Прямой провод	Обратный провод	—	—	—

Нормы на параметры входов и выходов бытовой аппаратуры приведены в ГОСТ 24838—81Е. Так, входное сопротивление линейного входа должно быть не менее 220 кОм, входа для подключения ЭПУ с пьезоэлектрическим звукоснимателем — не менее 470 кОм, с магнитным звукоснимателем — не менее 47 кОм, входное сопротивление УМ — не менее 10 кОм. Номинальная ЭДС источников сигнала, подключаемых к линейному входу и входу для ЭПУ с пьезоэлектрическим звукоснимателем, установлена равной 0,5 В, а номинальное сопротивление источников сигнала — 22 кОм, номинальная ЭДС магнитного звукоснимателя на частоте 1 кГц — 5 мВ, номинальное сопротивление — 2,2 кОм. ЭДС перегрузки для этих входов на частоте 1 кГц должна быть не менее 2 В для пьезоэлектрического звукоснимателя и не менее 20 мВ для магнитного звукоснимателя. Выходное сопротивление ПрУ должно быть не более 1 кОм, выхода для подключения телефонов — 120 Ом ± 20 %, выхода для подключения АС — не более 1/3 номинального сопротивления АС. Номинальное сопротивление нагрузки УМ и У — 4 или 8 Ом. Номинальное выходное напряжение ПрУ (при номинальной нагрузке 10 кОм) — 1 В. Назначение контактов соединителей указано в табл. VI.3.

2. Обратные связи в усилителях

Обратной связью называется связь между выходными и входными цепями какого-либо устройства. В зависимости от соотношения фаз колебаний, поступающих на вход усилителя от источника сигнала и с выхода усилителя через цепь обратной связи, обратная связь может быть *положительной* или *отрицательной*. При ПОС фазы этих колебаний совпадают и коэффициент усиления возрастает. При ООС коэффициент усиления меньше, чем без обратной связи. Обратные связи делятся на *полезные*, специально вводимые и *вредные*, или паразитные (в том числе внутренние). По способу осуществления различают обратную связь *по напряжению* (рис. VI.1), *току* и *смешанную* (комбинированную), а по способу введения напряжения обратной связи во входную цепь усилителя — *параллельную* (рис. VI.1,*б*) и *последовательную* (рис. VI.1,*а*). При обратной связи по току напряжение обратной связи пропорционально выходному току. В УЗЧ в основном применяют ООС по напряжению. При последовательной ООС по напряжению напряжение сигнала снимается с нагрузки $Z_н$ и через цепь обратной связи с коэффициентом передачи $\beta < 1$ подается во входную цепь, где вычитается напряжение обратной связи $U_{ОС}$ из входного напряжения $U_{вх}$. При параллельной ООС из входного тока $I_{вх}$ вычитается ток обратной связи $I_{ОС}$ (рис. VI.1,*б*).



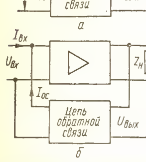


Рис. VI.1. Структурные схемы усилителей с ООС по напряжению:
а — последовательной; *б* — параллельной.

Чтобы определить, какой является обратная связь — по току или по напряжению, необходимо учитывать, что обратная связь по току

исчезает при обрыве нагрузки, а обратная связь по напряжению — при коротком замыкании. Чтобы определить, является обратная связь параллельной или последовательной, необходимо учитывать, что последовательная обратная связь исчезает при обрыве источника сигнала, а параллельная — при коротком замыкании источника сигнала.

При очень малом выходном сопротивлении источника сигнала Z_c ($Z_c \to 0$) параллельная обратная связь неосуществима, так как источник сигнала закорачивает цепь обратной связи. При очень большом выходном сопротивлении источника сигнала неосуществима последовательная обратная связь (при $Z_c \to \infty$ цепь обратной связи разорвана).

Влияние ООС на параметры усилителя зависит от вида связи. Характер изменения коэффициентов усиления напряжения и тока, а также входного сопротивления полностью определяется способом подключения цепи ООС ко входу усилителя. При последовательной ООС коэффициент усиления тока не изменяется. Коэффициент усиления напряжения

$$K_{ООС} = K/(1 + \beta K),$$

где K — коэффициент усиления напряжения без ООС; $(1 + \beta K)$ — глубина обратной связи. Входное сопротивление усилителя с последовательной ООС $Z_{вх\,ООС} = Z_{вх}\,(1 + \beta K)$.

При параллельной ООС коэффициент усиления напряжения не изменяется, коэффициент усиления тока уменьшается в $(1 + \beta K_I)$ раз, входное сопротивление уменьшается в $(1 + \beta K)$ раз.

Влияние ООС на выходное сопротивление усилителя зависит только от способа снятия сигнала обратной связи с выхода усилителя, т. е. от вида связи (по току или по напряжению). При введении ООС по току выходное сопротивление увеличивается, при введении ООС по напряжению — уменьшается.

Параметры усилителя стабилизируются при введении ООС, что часто является определяющим фактором при решении вопроса о целесообразности применения обратной связи. При частотно-независимой ООС по напряжению стабилизируется выходное напряжение, следовательно, уменьшается неравномерность АХЧ. При помощи частотнозависимой ООС можно придать АЧХ усилителя различную форму.

При введении последовательной ООС по напряжению уменьшается коэффициент гармоник при условии, что обратная связь является отрицательной как для первой, так и для высших гармоник сигнала. Если для какой-либо высшей гармоники обратная связь окажется положительной (вследствие фазовых сдвигов на высших частотах), коэффициент гармоник может возрасти. Если ФЧХ усилителя и цепи обратной связи линейные, а коэффициент усиления постоянный в диапазоне частот до рассматриваемой гармоники, коэффициент гармоник при последовательной ООС по напряжению уменьшается в $(1 + \beta K)$ раз. Однако введением ООС нельзя сделать искажения меньшими, чем они были на входе усилителя. Уровень собственных шумов усилителя при введении последовательной ООС по напряжению также уменьшается.

Устойчивость усилителя с ООС зависит от коэффициента усиления и коэффициента передачи цепи обратной связи, т. е. от глубины ООС. При глубокой ООС фазовые сдвиги на высших и низших рабочих частотах обусловливают появление ПОС, которая вызывает неустойчивость работы усилителя, а иногда и самовозбуждение. В связи с этим в усилителях с глубокой ООС необходимо расширять диапазон частот

с линейной ФЧХ. Для улучшения ФЧХ усилителя с ООС в нем не следует использовать частотно-зависимые регулировки и трансформаторы. Если применение трансформатора неизбежно, то его конструируют так, чтобы индуктивность рассеяния и собственная емкость были минимальными (см. гл. III). Для дополнительного улучшения ФЧХ усилителя можно применять специальные корректирующие цепи.

Использование ПОС позволяет повысить коэффициент усиления или получить отрицательное выходное сопротивление усилителя, что необходимо для улучшения работы АС (см. § 11). Одновременно с ПОС необходимо обязательно применять ООС. В противном случае работа усилителя будет неустойчивой.

Влияние паразитных обратных связей. При слабых паразитных связях появляются дополнительные частотные и фазовые, а иногда и нелинейные искажения. При сильной паразитной обратной связи усилитель может самовозбудиться. В УЗЧ паразитные обратные связи обусловлены следующими причинами: 1) электрическими связями между цепями; 2) магнитными связями между отдельными каскадами (вследствие рассеяния магнитного потока трансформаторов); 3) питанием от общего источника.

Для ослабления электрических и магнитных связей применяют соответствующее экранирование. Ослабление связи через источник питания достигается уменьшением его выходного сопротивления и включением развязывающих фильтров. Кроме того, не должно быть лишнего запаса усиления.

3. Каскады предварительного усиления

Питание цепей транзистора. Источник питания выбирают в зависимости от назначения усилителя и требуемой выходной мощности (напряжения сигнала на заданной нагрузке). Если предъявляются требования к экономичности усилителя, выбирают как можно меньшее напряжение питания. Внутреннее (выходное) сопротивление источника питания должно быть достаточно малым, чтобы нежелательные обратные связи через общий источник питания каскадов не приводили к нестабильности характеристик усилителя.

Питание БТ типа $p-n-p$ в режиме усиления осуществляется подачей отрицательного напряжения на коллектор и небольшого положительного напряжения на эмиттер (относительно базы). Питание БТ типа $n-p-n$ отличается лишь полярностью напряжения источников питания. Необходимое напряжение база — эмиттер составляет в среднем 0,25 В для германиевых и 0,6...0,7 В для кремниевых БТ.

На рис. VI.2 приведены простейшие схемы резистивных усилительных каскадов на БТ, включенных по схеме с ОЭ. Необходимое напряжение на базу можно подавать через резистор $R_б$ (рис. VI.2,*а*) или с делителя напряжения $R_{б1}R_{б2}$ (рис. VI.2,*б*). Сопротивление $R_б$ во много раз превышает сопротивление перехода база — эмиттер для постоянного тока, поэтому смещение через резистор $R_б$ называют смещением фиксированным током базы. Смещение с помощью делителя напряжения меньше изменяется при изменении температуры, старении и замене экземпляров транзисторов, поэтому называется смещением фиксированным напряжением база — эмиттер.

Напряжение смещения на базу можно подавать параллельно с напряжением сигнала (см. рис. VI.2,*а*, *б*) и последовательно с напряжением сигнала, если сигнал подается через трансформатор (рис. VI.2,*в*) Смещение на базу с делителя напряжения также можно подавать

и последовательно с напряжением сигнала. Для этого в схеме на рис. VI.2,*в* параллельно конденсатору $C_б$ нужно включить резистор. При последовательном включении напряжений сигнала и смещения входное сопротивление каскада больше, чем при параллельном.

Питание ПТ осуществляется подачей напряжения между истоком и стоком и напряжения смещения на затвор (относительно истока транзисторов с *p* — *n*-переходом или подложки транзисторов с изолированным затвором). Некоторые ПТ могут работать при нулевом напряжении на затворе. Полярность этих напряжений зависит от вида канала (см. гл. IV, п. 3). В качестве напряжения смещения может

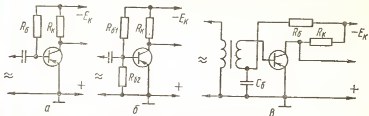


Рис. VI.2. Схемы подачи смещения в цепь база—эмиттер:
а, *в* — через резистор: *б* — через делитель напряжения.

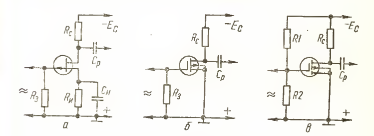


Рис. VI.3. Схемы резистивных усилительных каскадов на ПТ:
а — с *p* — *n*-переходом; *б* — с изолированным затвором и встроенным каналом; *в* — с изолированным затвором и индуцированным каналом.

быть использовано падение напряжения на резисторе в цепи истока (рис. VI.3,*а*) или напряжение, полученное с помощью делителя напряжения *R1R2* (рис. VI.3,*в*). Полевые транзисторы с изолированным затвором и встроенным каналом могут работать и без смещения (рис. VI.3,*б*). Для транзисторов с *n*-каналом полярность источника питания должна быть противоположной.

Следует отметить, что ПТ с *p* — *n*-переходом могут работать и с напряжением на затворе противоположной полярности (при открытом переходе). Однако при смещениях в прямом направлении, превышающих 0,25...0,3 В, резко возрастает ток затвора, что приводит к значительному уменьшению входного сопротивления и коэффициента усиления каскада. Такие ПТ могут работать также при изменении полярности напряжения на стоке (в качестве управляемого сопротивления). При этом используется область малых напряжений на стоке.

Стабилизация режима работы транзистора необходима вследствие — зависимости статических характеристик транзистора от температуры и разброса этих характеристик для разных экземпляров. Простейшим

способом стабилизации режима является введение ООС по постоянному току с тем, чтобы изменения входного тока или напряжения, вызванные ООС, противодействовали влиянию дестабилизирующих факторов. Однако при таком способе стабилизации режима снижается КПД каскада вследствие потерь энергии источника питания в цепях обратной связи. Лучшая стабилизация достигается применением термокомпенсации. В цепи питания вводят элементы, сопротивление которых зависит от температуры, например терморезисторы (см. гл. II, п. 7). Основной недостаток этого способа — необходимость тщательного подбора температурных характеристик термокомпенсирующей цепи. Температурная стабильность усилителей на транзисторах значительно повышается при использовании кремниевых транзисторов.

Схемы коллекторной стабилизации режима (рис. VI.4) являются наиболее простыми схемами стабилизации путем введения ООС по постоянному току. При включении транзистора с ОЭ (рис. VI.4,*а*)

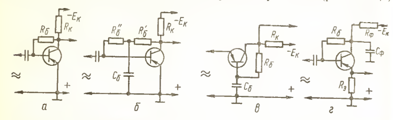


Рис. VI.4. Схемы коллекторной стабилизации режима транзисторов при включении с ОЭ (*а*, *б*), ОБ (*в*), ОК (*г*).

коллекторная стабилизация снижает коэффициент усиления каскада и его входное сопротивление, так как напряжение сигнала с выхода каскада через резистор $R_б$ поступает на вход, создавая в каскаде ООС по переменному току. Для устранения этой обратной связи вместо резистора $R_б$ включают два резистора и между ними блокировочный конденсатор $C_б$ достаточно большой емкости (рис. VI.4,*б*). При включении транзистора с ОБ (рис. VI.4,*в*) ООС отсутствует, если емкость конденсатора $C_б$ достаточно велика. При включении транзистора с ОК (рис. VI.4,*г*) действует параллельная ООС по постоянному току (через резистор $R_б$) и последовательная ООС по постоянному току (за счет резистора $R_э$), а также 100 %-ная последовательная ООС по переменному напряжению, поскольку нагрузка каскада (параллельное соединение резистора $R_э$ и входного сопротивления последующего каскада) включена во входную цепь данного каскада последовательно с источником сигнала.

Схемы эмиттерной стабилизации режима (рис. VI.5) позволяют достичь более высокой стабильности рабочей точки, чем схемы коллекторной стабилизации. Стабильность повышается при увеличении сопротивления резистора $R_э$ и уменьшении сопротивлений резисторов $R_{б1}$ и $R_{б2}$. Однако выбирать $R_э$ очень большим не следует, так как напряжение коллектор — эмиттер может оказаться слишком малым. При очень малых сопротивлениях резисторов $R_{б1}$ и $R_{б2}$ увеличивается мощность, потребляемая от источника питания, и уменьшается входное сопротивление каскада (при включении транзистора с ОЭ или ОК). Для устранения ООС по переменному току при включении транзистора с ОЭ и ОБ резистор $R_э$ зашунтирован конденсатором $C_э$.

Схемы комбинированной стабилизации режима (рис. VI.6) позволяют достичь наиболее высокой стабильности режима. В этих схемах ООС по постоянному току создается как резистором $R_э$, так и за счет того, что напряжение на базовом делителе $R_{б1}R_{б2}$ зависит от падения напряжения на резисторе $R_ф$ (от тока коллектора). Если увеличивать сопротивление $R_ф$ и одновременно уменьшать сопротивление $R_к$, оставляя неизменным ток коллектора (для этого необходимо уменьшать сопротивление $R_{б1}$), то стабильность режима повышается, а коэффициент усиления каскада снижается.

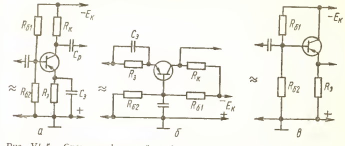


Рис. VI.5. Схемы эмиттерной стабилизации режима транзисторов при включении с ОЭ (*а*), ОБ (*б*), ОК (*в*).

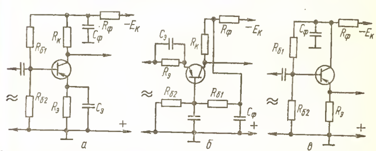


Рис. VI. 6. Схемы комбинированной стабилизации режима транзисторов при включении с ОЭ (*а*), ОБ (*б*), ОК (*в*).

Стабилизацию режима работы ПТ можно осуществлять теми же способами, что и БТ, но в основном используют ООС по постоянному току, охватывающую один (см. рис. VI.3,*а*) или несколько каскадов. Можно также использовать режим работы ПТ в термостабильной точке (см. гл. IV, § 3).

Свойства каскадов при различных включениях транзистора. *Включение транзистора с ОБ* позволяет получить усиление только напряжения. Коэффициент усиления тока при таком включении меньше единицы и мало изменяется при изменении режима работы, температуры и замене экземпляров транзисторов. Коэффициент усиления мощности сравнительно невелик, однако при замене экземпляров транзисторов, их старении и изменении температуры изменяется значительно меньше, чем при других включениях транзистора.

Входное сопротивление транзистора при включении с ОБ меньше, чем при других включениях, и находится в пределах от десятых долей

ома (для транзисторов большой мощности) до десятков ом (для транзисторов малой мощности). При увеличении сопротивления нагрузки входное сопротивление возрастает. Выходное сопротивление при включении с ОБ больше, чем при других включениях, и растет при увеличении внутреннего сопротивления источника сигнала. Коэффициент гармоник при включении транзистора с ОБ обычно не превышает нескольких процентов даже при полном использовании транзистора.

Включение транзистора с ОЭ позволяет получить усиление как тока, так и напряжения сигнала. Коэффициент усиления мощности при таком включении наибольший, однако он очень изменяется при изменении режима транзистора, температуры и замене экземпляров транзисторов. Входное сопротивление транзистора при включении с ОЭ значительно выше, чем при включении с ОБ, и находится в пределах от нескольких ом (для транзисторов большой мощности) до тысяч ом (для транзисторов малой мощности). При увеличении сопротивления нагрузки входное сопротивление уменьшается. Выходное сопротивление транзистора меньше, чем при включении с ОБ, и уменьшается при увеличении внутреннего сопротивления источника сигнала. Коэффициент гармоник при включении транзистора с ОЭ больше, чем при других включениях. Однако такое включение применяется наиболее широко, так как позволяет получить наибольшее усиление мощности (напряжения при заданном сопротивлении нагрузки).

Включение транзистора с ОК позволяет достичь наибольшего входного сопротивления (до сотен килоом для маломощных БТ). Это сопротивление существенно возрастает при увеличении сопротивления нагрузки. Выходное сопротивление при таком включении меньше, чем при других включениях, и находится в пределах от десятых долей ома (для транзисторов большой мощности) до тысячи ом (для транзисторов малой мощности). Оно резко возрастает при увеличении внутреннего сопротивления источника сигнала. Коэффициент усиления напряжения при включении транзистора с ОК меньше единицы, коэффициент усиления тока несколько больше, чем при включении с ОЭ, и очень изменяется при изменении режима работы, температуры и замене транзисторов.

Включение с ОК применяют в каскадах предварительного усиления, когда требуются большое входное сопротивление и малая входная емкость.

Включение ПТ с ОИ позволяет достичь большего усиления мощности, чем другие включения ПТ, и поэтому применяется чаще всего. Входное сопротивление при таком включении сравнительно велико, входная емкость сравнительно велика и растет при увеличении коэффициента усиления.

Включение ПТ с ОС характеризуется наибольшим входным сопротивлением и наименьшими входной емкостью и выходным сопротивлением. Входная емкость почти полностью определяется емкостью сток — затвор. Коэффициент усиления напряжения при включении с ОС меньше единицы.

Включение ПТ с ОЗ применяется редко, поскольку входное сопротивление мало, а усиление мощности меньше, чем при использовании БТ с ОЭ. Коэффициент усиления тока меньше единицы.

Выбор режима работы транзисторов. При выборе источника питания каскадов на транзисторах необходимо учитывать, что увеличение напряжения питания позволяет увеличить сопротивление в цепи коллектора (стока) и, следовательно, коэффициент усиления каскада. Однако при этом снижается КПД каскада. При большем напряжении питания можно выбрать большее сопротивление в цепи эмиттера (исто-

ка), улучшив тем самым стабильность режима транзистора. Желательно, чтобы напряжение питания составляло 6...15 В, причем меньшие значения предпочтительны для малогабаритных и портативных устройств с автономным питанием.

Режим работы транзисторов при слабых сигналах (не более 5 мВ) выбирают обычно так, чтобы получить необходимые усилительные параметры при как можно меньшем потребляемом токе. Динамическую характеристику в этом случае не строят, поскольку используется ее очень малый участок. Определяют только положение рабочей точки и соответствующие ей токи и напряжения на электродах. Значение тока коллектора (стока) в рабочей точке выбирают с учетом того, что при его увеличении возрастают крутизна характеристики прямой передачи транзистора и, следовательно, коэффициент усиления, однако снижается КПД каскада. Обычно для каскадов, работающих в режиме слабых сигналов, выбирают ток коллектора в пределах 0,5...5 мА (чаще всего 1...2 мА). Ток стока ПТ выбирают в пределах 70...80 % максимально допустимого, если требуется получить возможно большее усиление, или меньшим, если более важно повысить экономичность питания.

Напряжение на коллекторе в рабочей точке U_{K0} не должно превышать $U_K = (0{,}6...0{,}8)\ U_{KЭmax}$, где $U_{KЭmax}$ — максимально допустимое напряжение коллектор — эмиттер. При меньших U_{K0} выше надежность каскада. Кроме того, U_{K0} должно быть значительно меньше ЭДС источника питания E (желательно $U_{K0} \leqslant 0{,}5E$). Уменьшение U_{K0} (иногда ниже 2 В) целесообразно для снижения уровня шумов первых каскадов усилителя, работающего при очень слабых входных сигналах. Аналогичные соотношения необходимо выдерживать при выборе напряжения на стоке ПТ в рабочей точке.

Выбрав напряжение на коллекторе (стоке) и ток коллектора (стока), можно определить по характеристикам транзистора необходимое смещение на базу (затвор). Выбранные параметры определяют мощность, рассеиваемую на коллекторе: $P_K = I_{K0}U_K$, и полное активное сопротивление элементов каскада, включаемых в цепи коллектора и эмиттера: $R_\Sigma = (E - U_{K0})\ /I_{K0}$. Сопротивление R_Σ состоит из сопротивлений резисторов $R_к$, $R_э$ и $R_ф$ (см. рис. VI.6,*а*, *б*) или $R_к$ и $R_э$ (см. рис. VI.5, *а*, *б*). Для повышения надежности каскадов целесообразно типы транзисторов и режим их работы выбирать так, чтобы P_K была намного меньше максимально допустимой P_{Kmax}, приводимой в справочных данных (см. гл. IV).

При выборе режима работы каскада, усиливающего сильные сигналы (предвыходного), основное значение имеет выбор той области статических характеристик транзистора, в которой можно получить заданную максимальную амплитуду тока, напряжения или мощности при допустимом уровне нелинейных искажений и по возможности меньшем расходе энергии источника питания. В случае бестрансформаторной связи предвыходного каскада с выходным типы транзисторов и их режим следует выбирать в зависимости от требуемой амплитуды тока I_m во входной цепи выходного каскада. Максимально допустимый ток коллектора должен удовлетворять условию $I_{Kmax} > 2I_m$. Ток коллектора в рабочей точке выбирают из условия $I_{K0} = I_m + I_{Kmin}$, причем I_{Kmin} обычно принимают равным $(0{,}1...0{,}2)\ I_m$. Динамическую характеристику проводят с углом наклона, соответствующим сопротивлению нагрузки каскада для переменного тока $R_н$, так,

чтобы ее середииа совпала с линией I_{K0} (точка О на рис. VI.7) и минимальное напряжение на коллекторе $U_{Km\text{i}n}$ было не меньше 1...2 В. Определив напряжение на коллекторе в рабочей точке U_{K0}, вычисляют, R_{Σ} и P_K так же, как и при слабых сигналах (см. выше). Кроме того, определяют амплитуду тока базы по выходным характеристикам (см. рис. VI.7) и амплитуду напряжения на входе каскада по входной характеристике, при которых достигается амплитуда тока на выходе I_m.

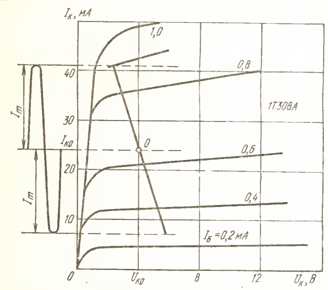


Рис. VI. 7. Построение динамической характеристики резистивного каскада.

Пример. Выбрать режим предвыходного каскада так, чтобы амплитуда тока во входной цепи выходного каскада была не менее 17 мА. Сопротивление нагрузки каскада для переменного тока 100 Ом.

Выбираем транзистор типа 1Т308 и ток коллектора 24 мА (см. рис. VI.7). Проводим динамическую характеристику для переменного тока через точку О с наклоном, соответствующим сопротивлению 100 Ом. Определяем ток базы в рабочей точке $I_{Б0} = 0{,}65$ мА, при этом минимальный ток базы $I_{Бmin} \approx 0{,}25$ мА, амплитуда входного тока $I_{Бm} = 0{,}65 - 0{,}25 = 0{,}4$ мА. Выбираем напряжение источника питания 12 В, тогда $R_{\Sigma} = (12 - 4)/(24 \cdot 10^{-3}) \approx 330$ Ом; $P_K = 4 \cdot 24 \times \times 10^{-3} = 0{,}096$ Вт $= 96$ мВт $< P_{K\,max} = 150$ мВт.

Выбор элементов каскада, собранного по схеме, приведенной на рис. VI.5,*а*. Если к каскаду предъявляется требование температурной стабильности, то элемеиты каскада ориентировочно можно выбирать следующим образом. Сопротивление в цепи эмиттера должно быть не менее $R_э = \gamma\Delta T/\Delta I_э$, где $\gamma = 2$ мВ/°С; ΔT — иитервал рабочих температур, °С; $\Delta I_э$ — допустимое изменение тока

эмиттера, мА; $R_э$ — сопротивление, Ом. Необходимое напряжение на базе, получаемое от делителя напряжения $R_{б1}R_{б2}$ определяется по формуле $U_Б \approx U_{БЭ} + I_{К0}R_э$, где $U_{БЭ}$ — напряжение база — эмиттер (см. выше).

Сопротивления резисторов определяют по формулам $R_к = R_\Sigma - R_э$; $R_{б2} = U_Б / (0,1...0,25) I_{К0}$; $R_{б1} = (E - U_Б) / (0,1..0,25) I_{К0}$. Емкость конденсатора $C_э = (5...10) Y_{21Э}/2\pi f_н$, где $Y_{21Э}$ — крутизна прямой передачи транзистора ($Y_{21Э} \approx I_{К0}/0,025$), $f_н$ — наинизшая частота сигнала. Емкость разделительного конденсатора определяют по формуле $C_р \geqslant 0,37/f_н (R_к + R_{вх})$, где $R_{вх}$ — входное сопротивление следующего каскада.

Расчет основных параметров каскада, схема которого приведена на рис. VI.5,*а*. Коэффициент усиления напряжения определяется по формуле

$$K_U = Y_{21Э}/(Y_{22Э} + Y_н),$$

где $Y_{22Э}$ — выходная проводимость транзистора в схеме с ОЭ (см. гл. IV), $Y_н$ — проводимость нагрузки каскада. Если нагрузкой каскада является следующий каскад, то $Y_н = 1/R_{вх2} + 1/R_к$.

Входное сопротивление рассчитываемого каскада определяется по формуле

$$R_{вх1} = R_б/(1 + Y_{11Э}R_б),$$

где $R_б = R_{б1}R_{б2}/(R_{б1} + R_{б2})$. Выходное сопротивление каскада можно принять равным сопротивлению резистора в цепи коллектора ($R_{вых} \approx R_к$).

П р и м е р. Выбрать элементы термостабильного каскада усиления на транзисторе типа МП40 и определить его основные параметры. Низшая рабочая частота 100 Гц, напряжение питания 9 В, сопротивление нагрузки (вход следующего каскада) 500 Ом, диапазон рабочих температур 0...40 °С.

Принимаем $I_{К0} = 1$ мА, $\Delta I_э = 0,1 I_э \approx 0,1 I_{К0}$; $U_{К0} = 4$ В; $U_{БЭ} = 0,2$ В. Параметры транзистора: $Y_{11Э} = 1$ мСм: $Y_{21Э} = 40$ мСм; $Y_{22Э} = 25$ мкСм. Вычисляем $R_\Sigma = (9 - 4)/1 \cdot 10^{-3} = 5000$ Ом; $\Delta I_Э \approx 0,1 \cdot 1 = 0,1$; $R_э = 2 \cdot 40/0,1 = 800$ Ом. Принимаем $R_э = 820$ Ом. Находим $R_к = 5000 - 820 = 4180$ Ом. Принимаем $R_к = 4300$ Ом. $U_Б = 0,2 + 0,001 \cdot 820 \approx 1$ В; $R_{б1} = (9 - 1)/0,2 \times 10^{-3} = 4 \cdot 10^4$ Ом; $R_{б2} = 1/(0,2 \cdot 10^{-3}) = 5 \cdot 10^3$ Ом. Принимаем $R_{б1} = 39$ кОм, $R_{б2} = 5,1$ кОм, $C_э = 5 \cdot 40 \cdot 10^{-3}/2\pi \cdot 100 = 3,2 \times 10^{-4}$ Ф $= 320$ мкФ; $C_р = 0,37/100\,(4300 + 500) \approx 0,77 \cdot 10^{-6}$ Ф. Принимаем $C_э = 500$ мкФ; $C_р = 1$ мкФ.

Дифференциальные (балансные) каскады широко используются в различных устройствах. Основные их достоинства — удобство создания усилителей с симметричным, неинвертирующим и инвертирующим выходами, простота достижения высокой стабильности режима работы, возможность плавной регулировки усиления и использования различных способов обратной связи. На основе дифференциальных каскадов можно выполнить УПТ, УРЧ с регулируемым усилением, смесители и преобразователи частоты (в том числе и балансные), каскодные усилители, модуляторы и другие функциональные узлы. Дифференциальные каскады находят широкое применение в ИМС, особенно в ОУ.

На рис. VI.8,*а* приведена упрощенная схема дифференциального каскада на БТ. Входное напряжение может быть подано симметрично (парафазно) — между базами транзисторов или несимметрично — между базой одного из транзисторов и общим проводом, с которым

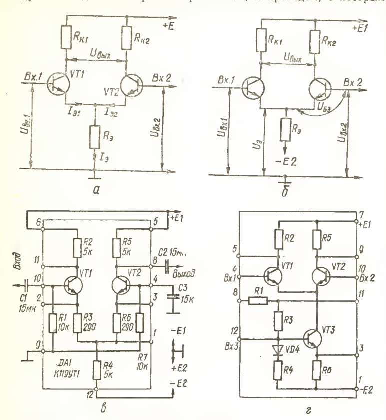


Рис. VI.8. Схемы дифференциальных каскадов:
а — с питанием от одного источника; *б* — от двух источников; *в* — с дополнительными резисторами в цепях эмиттеров; *г* — с ИСТ.

в этом случае непосредственно или через резистор должна соединяться база второго транзистора. Аналогично выходной сигнал можно снимать симметрично (между коллекторами транзисторов) или несимметрично (между коллектором одного из транзисторов и общим проводом). Если сигнал подается на вход и снимается с выхода несимметрично, каскад может быть инвертирующим или неинвертирующим. При несимметричном выходе один из коллекторов может быть соединен с зажимом источника питания.

При питании дифференциального каскада от одного источника (рис. VI.8,*а*) на оба входа должны быть поданы положительные напряжения. При условии равенства внутренних сопротивлений источников сигнала и их ЭДС и идентичности транзисторов равны базовые

токи, а следовательно, и коллекторные и эмиттерные токи транзисторов. Если равны сопротивления в цепях коллекторов, выходное напряжение равно нулю. Поскольку имеется разброс значений параметров транзисторов, остается выходное напряжение дрейфа (ошибки).

Резистор $R_э$ в цепи эмиттеров создает в каждом плече каскада ООС, уменьшающую усиление синфазного сигнала и, следовательно, дрейф нуля на выходе. Усиливаемый парафазный сигнал не создает напряжения на резисторе $R_э$, так как для этого сигнала токи транзисторов равны и противоположны по фазе. В результате парафазные сигналы усиливаются без ослабления, синфазные дополнительно уменьшаются ООС в $(1 + Y_{21э}R_э)$ раз. Однако на резисторе $R_э$ теряется часть напряжения питания.

При питании дифференциального каскада от двухполярного источника (рис. VI.8,*б*) потенциалы баз транзисторов можно сделать близкими к потенциалу корпуса, что позволяет подключать источники сигналов, не имеющие на выходе постоянного напряжения, непосредственно ко входам каскада (без разделительных конденсаторов). Кроме того стабилизируется ток через резистор $R_э$. Этот ток $I_э = I_{э1} + I_{э2} \approx E2/R_э$, поскольку $U_{БЭ} \ll U_э$. В этом случае при подаче синфазного сигнала токи транзисторов не могут измениться, поскольку их сумма практически постоянна. При подаче парафазного сигнала один ток растет, другой уменьшается.

Дифференциальный каскад с одним общим резистором в цепи эмиттеров (см. рис. VI.8,*а*, *б*) характеризуется сравнительно низкой стабильностью режима, что обусловлено неидентичностью обратных токов коллекторов. Для повышения стабильности режима включают в цепь каждого эмиттера отдельные дополнительные резисторы (рис. VI.8,*в*), которые создают дополнительную ООС в каждом плече каскада. Чтобы устранить ООС по переменному току, эмиттеры транзисторов необходимо соединить конденсатором достаточно большой емкости. Еще более высокой стабильности режима можно достичь, если полностью разделить эмиттерные цепи по постоянному току (включить отдельные резисторы).

Дифференциальный каскад, схема которого приведена на рис. VI.8,*в*, характеризуется коэффициентом усиления напряжения

$$K_U \approx \frac{Y_{21Э}R2}{1 + Y_{21Э}R3 + Y_{11Э}R_c} \cdot \frac{R_н}{2R2 + R_н},$$

входным сопротивлением $R_{вх} \approx 1/Y_{11Э} + (1 + h_{21Э})(R3 + R4)$ и выходным сопротивлением $R_{вых} \approx 2R2$. Здесь $Y_{21Э}$, $h_{21Э}$, $Y_{11Э}$ — параметры транзисторов (см. гл. IV); *R2* — сопротивление в цепи коллектора; *R4* — сопротивление в цепи эмиттеров; *R3* — дополнительное сопротивление в цепи эмиттера; R_c — выходное сопротивление источника сигнала; $R_н$ — сопротивление нагрузки каскада.

Стабилизацию суммарного тока эмиттеров можно улучшить, если вместо резистора $R_э$ включить ИСТ (рис. VI.8,*г*), который имеет малое сопротивление для постоянного тока и большое для переменного тока. Ток коллектора транзистора *VT3* очень стабилен, так как потенциал его базы фиксирован при помощи делителя напряжения *R1R3VD1R4*, а в цепи эмиттера включен резистор ООС по постоянному току. Диод включен для термостабилизации тока транзистора *VT3*.

Максимально допустимое напряжение сигнала на входе дифференциального каскада определяется выражением

$$U_{вх\,max} = 2\varphi_m + 0{,}5\,(R3 + R6)\,I_{э\Sigma},$$

где φ_m — температурный потенциал, примерно равный 25 мВ (при 25 °С); $R3$ и $R6$ — сопротивления дополнительных резисторов в цепях эмиттеров, $I_{э\Sigma}$ — суммарный ток эмиттеров. Если $R3 = R6 = 0$, то $U_{вх\,max} = 50$ мВ и не зависит от тока $I_{э\Sigma}$. Повышение $U_{вх\,max}$ достигается увеличением $R3$ и $R6$ и тока $I_{э\Sigma}$. Однако увеличение $R3$ и $R6$ приводит к снижению K_U, поэтому обычно выбирают $R3 = R6 =$ = 300...800 Ом. Увеличение тока $I_{э\Sigma}$ приводит к повышению уровня собственных шумов каскада.

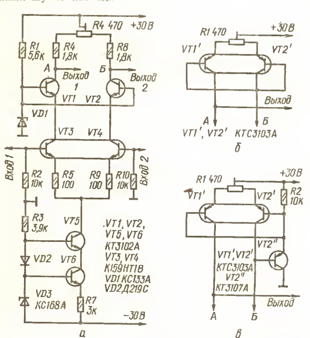


Рис. VI.9. Схема дифференциального каскада с повышенной линейностью (*а*) и варианты динамической нагрузки (*б*, *в*).

Для большего ослабления синфазного сигнала и уменьшения искажений в дифференциальном каскаде следует повышать выходное сопротивление ИСТ и подбирать пару транзисторов с как можно близкими параметрами. На рис. VI.9,*а* приведена схема дифференциального каскада, в котором применен ИСТ на двух транзисторах *VT5*, *VT6*, отличающийся повышенным сопротивлением для переменного тока, и интегральная сборка типа К159НТ1, транзисторы которой имеют близкие значения статического коэффициента передачи тока $h_{21Э}$ и напряжений база — эмиттер. Для снижения рабочего напряжения транзисторов сборки (до значения меньшего $U_{КЭ\,max}$) в коллекторные цепи введены более высоковольтные транзисторы *VT1*, *VT2*, включенные по схеме с ОБ. В цепи эмиттеров сборки включены

резисторы $R5$ и $R9$ (см. выше). Для балансировки плеч каскада служит резистор $R6$.

Повысить усиление дифференциального каскада можно, применив динамическую нагрузку в цепях коллекторов вместо резисторов. Функции динамической нагрузки может выполнять ИСТ, так называемое «токовое зеркало» (рис. VI.9,*б*) или «токовое зеркало» со следящей ООС (рис. VI.9,*в*). В последнем случае напряжение между базой и коллектором транзистора $VT2'$ равно напряжению на эмиттерном переходе транзистора $VT2''$. Поэтому напряжение на участке эмиттер—коллектор транзистора $VT2'$ не превышает 1, 3...1,4 В [8]. Напряжение эмиттер — коллектор транзистора $VT1'$ зависит от последующего

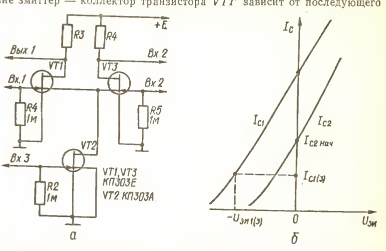


Рис. VI.10. Схема дифференциального каскада на ПТ (*а*) и характеристики прямой передачи ПТ (*б*).

каскада и, как правило, не превышает 3 В. Все это позволяет использовать в «токовом зеркале» транзисторы с малым допустимым напряжением эмиттер — коллектор. Для получения большого усиления в таком каскаде входное сопротивление последующего каскада должно быть достаточно высоким.

В каскаде, схема которого приведена на рис. VI.9,*а*, можно использовать транзисторы типов КТ312Б, КТ315В, КТ315Г и КТ3102Б и транзисторные сборки серии 198 (К198НТ1—К198НТ4). Стабилитрон $VD1$ можно заменить на КС139А, $VD3$ — на КС175А (во втором случае сопротивление резистора $R7$ должно быть равным 3,3 кОм).

Для повышения входного сопротивления дифференциального каскада можно использовать составные БТ или ПТ. Входное сопротивление каскада повышается при работе БТ в режиме малых токов коллектора (сотни или даже десятки микроампер). В таком режиме могут работать БТ, имеющие очень малый обратный ток коллектора, например, транзисторы типа КТ3102.

На рис. VI.10,*а* приведена схема дифференциального каскада на ПТ. Ток всего каскада определяется начальным током стока транзистора $VT2$ $I_{C2нач}$ (рис. VI.10,*б*), поскольку он работает без смещения на затворе. Если транзисторы $VT1$ и $VT3$ идентичны, то их токи равны: $I_{C1} = I_{C3} = 0{,}5 I_{C2нач}$. Стоковое напряжение транзистора $VT2$

является напряжением смещения на затворы транзисторов *VT1* и *VT3*. Его можно определить по характеристикам (см. рис. VI.10,*б*). Транзистор *VT2* должен иметь меньшее напряжение отсечки, чем транзисторы *VT1* и *VT3*. Вместо транзистора типа КП303А можно применить транзисторы типов КП303Б, КП303И, вместо транзистора типа КП303Е — транзисторы типов КП303Г, КП303Д. Достоинством каскада является то, что при однополярном питании он имеет нулевые напряжения на всех входах, что позволяет соединять с общим проводом любой неиспользуемый вход. Если требуется несимметричный вход, сигнал можно подать на *Вх. 1* или *Вх. 2*. При этом два не-

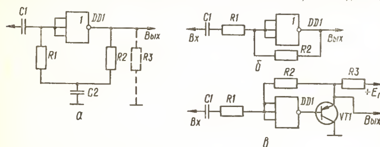


Рис. VI.11. Схемы усилительных каскадов на основе логических элементов.

используемых входа соединяют с общим проводом. Усиленный сигнал снимают с выхода (*Вых. 2* или *Вых. 1* соответственно). Несимметричный входной сигнал можно подать на Вх. 3, соединив *Вх. 2* с общим проводом. При этом дифференциальная схема превращается в каскодную. Третий вход (*Вх. 1*) можно использовать для управления усилением каскада либо соединить с общим проводом.

Для повышения коэффициента усиления дифференциального каскада на ПТ в качестве резисторов в цепях стоков целесообразно использовать ПТ (динамическая нагрузка), поскольку увеличение сопротивлений резисторов приводит к уменьшению крутизны прямой передачи транзисторов.

Усилительные каскады на основе логических элементов (ЛЭ) цифровых ИМС. Логические элементы цифровых ИМС можно использовать в УЗЧ, установив их режим работы на линейном участке характеристики прямой передачи. Наиболее подходят для этой цели ИМС на МДП-структурах серий К172, К176, К178 и др. Они имеют большой коэффициент усиления, высокое входное сопротивление, малое потребление от источника питания. Для перевода ЛЭ ИМС в линейный режим нужно либо подобрать напряжение смещения на входе, либо ввести ООС по постоянному напряжению. Второй способ предпочтительнее, поскольку повышает стабильность режима работы.

Схемы усилительных каскадов на основе ЛЭ приведены на рис. VI.11. Для введения ООС по постоянному напряжению соединяют выход и вход ЛЭ через резистор с сопротивлением до нескольких мегаом (рис. VI.11,*а* и *б*). Конденсатор *C2* устраняет ООС по переменному напряжению, чем достигается большое входное сопротивление (примерно равное сопротивлению резистора *R1*). В схеме на рис. VI.11,*а* можно использовать ЛЭ «И — НЕ» и «ИЛИ — НЕ» ИМС серий К172 и К178. Аналогичные ЛЭ серии К176 в таком включении склонны в самовозбуждению на частотах от единиц до сотен герц.

В схеме на рис. VI.11,*б* можно использовать ЛЭ серий К172 и

К176. Для увеличения коэффициента усиления все входы нужно соединить между собой, а для уменьшения нелинейных искажений — включить резистор между выходом и общим проводом (на рис. VI.11,*а* показан штриховой линией). Сопротивление этого резистора (в килоомах) можно определить по эмпирической формуле $R3 = 22/n$, где n — число объединенных входов. Отклонение сопротивления $R3$ на ± 50 % практически не влияет на нелинейные искажения, однако при очень малом $R3$ возникает ограничение сигнала, а при его отсутствии появляются искажения типа «ступенька». Для уменьшения выходного сопротивления каскада можно включить на выходе эмиттерный повторитель (рис. VI.11,*в*).

Каскад, схема которого приведена на рис. VI.11,*а*, имеет коэффициент усиления, равный коэффициенту усиления ЛЭ в линейном режиме (для ИМС серии К176 $K_{U\max} = 400$). Коэффициент усиления каскада, схема которого приведена на рис. VI.11,*б*, можно определить по формуле

$$K_U = K_{U\max} R2/(R1 + R2 + K_{U\max} R1),$$

а входное сопротивление — по формуле $R_{вх} = R1 + R2/K_{U\max}$.

Усилительные каскады на ЛЭ характеризуются сравнительно небольшими нелинейными искажениями. Так при коэффициенте усиления, равном 10, и выходном напряжении 2,6 В коэффициент гармоник каскада (рис. VI.11,*б*) на ИМС серии К176 составляет примерно 0,15 % [5].

4. Многокаскадные усилители

Принципы построения многокаскадных усилителей. В двухкаскадных усилителях на БТ используются различные комбинации включения транзисторов. Если выходное сопротивление источника сигнала и сопротивление нагрузки усилителя примерно равны и составляют единицы или десятки килоом, следует применять каскады с ОЭ; при малых сопротивлениях (менее 100 Ом) — первый каскад с ОЭ или ОБ и второй каскад с ОК, а при больших сопротивлениях (более 100 кОм) — первый каскад с ОК и второй с ОЭ.

Если сопротивление нагрузки усилителя значительно превышает сопротивление источника сигнала, следует использовать оба каскада с ОЭ. При сопротивлении нагрузки усилителя меньшем, чем выходное сопротивление источника сигнала, рекомендуется использовать оба каскада с ОЭ или первый каскад с ОЭ, а второй — с ОК.

Для многокаскадных усилителей приведенные выше рекомендации относятся к первому и последнему каскадам. Промежуточные каскады выполняются с ОЭ.

Гибридные усилители, содержащие ПТ и БТ, имеют существенные преимущества по сравнению с усилителями, в которых используются транзисторы какого-либо одного вида. Например, в усилителях, в которых чередуются каскады на ПТ и БТ, достигается значительно больший коэффициент усиления мощности, поскольку ПТ, включенные с ОИ или ОС, позволяют получить очень большой коэффициент усиления тока, а БТ — большое усиление напряжения (при нагрузке высоким входным сопротивлением ПТ). Входное сопротивление таких усилителей легко сделать высоким, а выходное — низким. Гибридные усилители могут быть однонаправленными, т. е. обладать следующим свойством: при подаче напряжения сигнала на выход напряжение на входе отсутствует. Однонаправленность усили-

теля позволяет достичь большого усиления напряжения при устойчивой работе.

Усилители с входными каскадами на ПТ характеризуются очень большим входным сопротивлением. Шесть вариантов схем двухкаскадных усилителей, в которых первый каскад выполнен на ПТ, приведены на рис. VI.12. Во всех схемах используются ПТ с p-каналом, причем каскады соединяются непосредственно (гальванически). Возможна также связь через конденсатор. Аналогичные схемы можно составить, используя транзисторы с n-каналом, изолированным затвором, а также БТ структуры $n - p - n$.

Двухкаскадный усилитель, в котором первый каскад с ОИ, второй — с ОБ (ОИ — ОБ), характеризуется высокими коэффициентом усиления напряжения и входным сопротивлением, а также хорошей АЧХ. Такой усилитель является практически однонаправленным, если сопротивление нагрузки каскада с ОБ не слишком велико. Для получения большого коэффициента усиления напряжения сопротивление нагрузки должно быть большим, однако при этом ухудшается АЧХ усилителя в области высших частот.

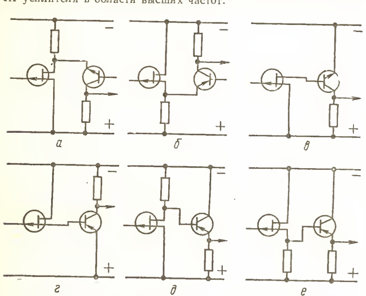


Рис. VI.12. Упрощенные схемы двухкаскадных гибридных усилителей: *а*—ОИ—ОБ; *б*—ОС—ОБ; *в*—ОИ—ОЭ; *г* — ОС—ОЭ; *д* — ОИ—ОК; *е* — ОС—ОК.

Усилитель, в котором первый каскад с ОС, второй с ОБ (ОС — ОБ), отличается меньшей входной емкостью и большим входным сопротивлением по сравнению с усилителем по схеме ОИ — ОБ, однако его коэффициент усиления напряжения меньше. Усилитель по схеме ОИ — ОЭ (рис. VI.12,*в*) имеет сравнительно малое выходное сопротивление (более чем на порядок меньше по сравнению с усилителями ОИ — ОБ и ОС — ОБ) и значительно больший коэффициент усиления тока; АЧХ в области высших частот несколько хуже. Очень близок по свойствам к этому усилителю усилитель, выполненный по схеме

ОС — ОЭ. Усилитель, в котором первый каскад с ОИ, второй с ОК (ОИ — ОК), имеет средний коэффициент усиления напряжения, высокое входное и очень низкое выходное сопротивление, поэтому используется в качестве преобразователя сопротивлений. Недостатком этого усилителя является сравнительно большая входная емкость. Усилитель, в котором первый каскад с ОС, второй с ОК (ОС — ОК), не усиливает напряжение, может иметь самую малую входную емкость и самое большое входное сопротивление. Используется в качестве преобразователя сопротивлений.

Усилители с непосредственной связью между каскадами характеризуются простотой (содержат мало деталей), высокими показателями качества (сравнительно широким диапазоном рабочих частот и малыми нелинейными искажениями), стабильностью параметров при замене транзисторов, изменениях напряжения питания и температуры

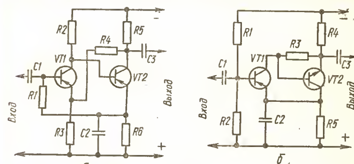


Рис. VI.13. Схемы двухкаскадных усилителей с непосредственной связью на БТ с одинаковой (*а*) и разной (*б*) структурой.

окружающей среды. Стабильность параметров достигается введением сильной ООС по постоянному току, подаваемой с выхода усилителя на первый каскад или охватывающей два-три каскада.

На рис. VI.13 приведены схемы двухкаскадных усилителей с непосредственной связью между каскадами. В схеме, данной на рис. VI.13,*а*, используются две цепи ООС. Напряжение на резисторе *R6*, зависящее от тока эмиттера транзистора *VT2*, подается в цепь базы транзистора *VT1*. От тока транзистора *VT2* зависит напряжение на его коллекторе и, следовательно, напряжение на эмиттере транзистора *VT1*. В этом усилителе режим работы устанавливается подбором сопротивления резистора *R6* или *R2*. Поскольку резистор *R3* не зашунтирован конденсатором, в усилителе действует ООС по переменному току, уменьшающая искажения. В усилителе, схема которого приведена на рис. VI. 13,*б*, напряжение обратной связи, зависящее от тока транзистора *VT2*, с резистора *R5* подается в цепь эмиттера транзистора *VT1*. Внутри первого каскада действует ООС по постоянному току, поскольку в цепи эмиттера включен резистор. В этом усилителе режим работы устанавливается подбором сопротивления резистора *R1*.

Из большого числа возможных вариантов подобных схем стабилизации режима работы транзисторов целесообразно применять только такие, которые позволяют достичь высокой стабильности режима и содержат меньшее количество элементов. Одним из критериев высокой эффективности стабилизации является малое сопротивление резисторов, включенных в цепи баз транзисторов. При увеличении сопротив-

ления в цепи базы резко возрастает дестабилизирующее действие обратного тока коллектора.

Усилители с RC -связью между каскадами так же, как и усилители с непосредственной связью, характеризуются простотой, малыми габаритными размерами и массой. Однако вследствие влияния реактивных элементов связи они имеют несколько худшую АЧХ и менее экономичны при одинаковых требованиях, предъявляемых к стабильности параметров.

Простейшие схемы каскадов с RC-связью показаны на рис. VI.2. Эти схемы целесообразно применять для усилителей, работающих в малом интервале температур окружающей среды (10...20 °С). Для усилителей, работающих в более широком интервале температур, следует использовать схемы, в которых предусмотрена стабилизация режима работы транзисторов (см. § 3). Наиболее часто применяют схему, показанную на рис. VI.5,*а*.

Усилители с трансформаторной связью между каскадами позволяют достичь полного согласования нагрузки (входного сопротивления последующего каскада) с выходным сопротивлением транзистора, следовательно, максимального усиления мощности в каждом каскаде. Недостатки этих усилителей — большие габаритные размеры и масса, высокая стоимость, а также худшая АЧХ. Трансформаторная связь используется между выходным и предвыходным каскадами усилителя, тогда когда предъявляется требование высокой экономичности усилителя, например, в портативных устройствах, габаритные размеры которых существенно зависят от источников питания. Схема усилительного каскада с трансформаторной связью с нагрузкой приведена на рис. VI.14. В каскаде применена эмиттерная стабилизация режима работы транзистора. Режим работы устанавливается при помощи делителя напряжения.

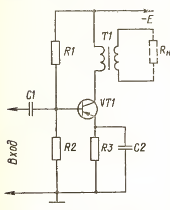


Рис. VI.14. Схема трансформаторного каскада на БТ.

Усилители на основе ОУ характеризуются широким диапазоном рабочих частот, высокой стабильностью и надежностью, малыми габаритными размерами и массой. Типовые схемы таких усилителей на ИМС типа К140УД1А приведены на рис. VI.15. Если напряжение сигнала подается на инвертирующий вход ОУ (рис. VI.15,*а*, вывод *9*), то фаза выходного сигнала сдвигается относительно входного на 180°, т. е. усилитель инвертирует сигнал. Такой усилитель называется *инвертирующим*. При подаче сигнала на неинвертирующий вход (рис. VI.15,*б*) выходной сигнал совпадает по фазе со входным. Такой усилитель называется *неинвертирующим*. Высокая стабильность параметров достигается введением глубокой ООС по постоянному и переменному токам (через резистор *R3*, включенный между выходом ОУ и инвертирующим входом). RC-цепь, включенная между выводами *1* и *12*, служит для устранения самовозбуждения усилителя и может быть использована для коррекции АЧХ. Сопротивления резисторов, включенных между каждым из входов и общим проводом (корпусом) — выводом *4*, должны быть равны.

Коэффициент передачи инвертирующего усилителя с ООС равен отношению сопротивлений резисторов *R3* и *R1* и не зависит от параметров ОУ. Резистор *R1* может отсутствовать. Тогда сопротивление резистора *R2* должно быть равно выходному сопротивлению источника сигнала. При этом коэффициент передачи усилителя равен соотношению сопротивлений резистора *R3* и источника сигнала.

Для инвертирующего усилителя на ИМС типа К140УД1А рекомендуется использовать резисторы *R1*, *R2* с сопротивлением 1...50 кОм, *R3* с сопротивлением 5...200 кОм ($R3 > R1$). Коэффициент передачи усилителя, собранного по схеме, приведенной на рис. VI.15,*а*, равен 51 в диапазоне частот до 2 МГц при напряжении выходного сигнала не более 100 мВ. При большем напряжении сигнала диапазон рабочих частот уменьшается. Так, при выходном напряжении 1 В максимальная рабочая частота около 500 кГц.

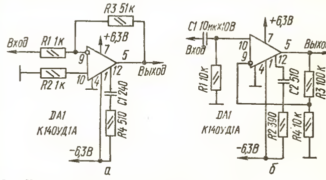


Рис. VI.15. Типовые схемы усилителей на основе ОУ:
а — инвертирующего; *б* — неинвертирующего.

Входное сопротивление инвертирующего усилителя равно сопротивлению резистора *R1*. Выходное сопротивление определяется по формуле

$$R_{вых} = R_{вых\ ОУ}/(1 + \beta K_{U\ ОУ}),$$

где $R_{вых\ ОУ}$ — выходное сопротивление ОУ без ООС; $\beta = R1/(R1 + R3)$ — коэффициент передачи обратной связи; $K_{U\ ОУ}$ — коэффициент усиления напряжения ОУ без ООС (см. гл. V). Коэффициент передачи неинвертирующего усилителя (см. рис. VI.15,*б*) определяется по формуле $K_U = 1 + R3/R4$.

Отличительным свойством неинвертирующего усилителя является его высокое входное сопротивление, которое можно определить по формуле

$$R_{вх} = R_{вх\ ОУ}(1 + \beta K_{U\ ОУ}),$$

где $R_{вх\ ОУ}$ — входное сопротивление ОУ (см. табл. V). Выходное сопротивление определяется так же, как и сопротивление инвертирующего усилителя (см. выше).

Для неинвертирующего усилителя на ИМС типа К140УД1А рекомендуются сопротивления резистора *R1* в пределах 1...50 кОм, резистора *R3* — 5...200 кОм, *R4* — 1...50 кОм.

Если в усилителе, собранном по схеме, приведенной на рис. VI.15,*б*, соединить выводы *5* и *9* ОУ, получится повторитель

с очень большим входным сопротивлением (несколько мегаом) и коэффициентом передачи, близким к единице. Такой повторитель может передавать напряжение постоянного тока, не внося при этом дополнительного сдвига уровня напряжения. В этом случае конденсатор *C1* необходимо исключить.

Инвертирующий усилитель может выполнять функцию инвертирующего сумматора, если подать на его инвертирующий вход через резисторы напряжения сигналов от нескольких источников. Напряжения сигналов можно сложить с разными масштабными коэффициентами. Для этого необходимо соответствующим образом выбрать сопротивления резисторов. Если на инвертирующий вход ОУ подать сигнал от одного источника, а на неинвертирующий — сигнал от другого источника, то на выходе усилителя получим усиленную разность обоих сигналов.

В ОУ с внешней ООС на низких частотах при определенных условиях может возникнуть ПОС на высоких частотах. Поэтому для устой-

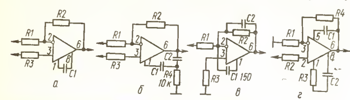


Рис. VI.16. Схемы коррекции ОУ типов К153УД2 (*а — в*), К153УТ1А, К153УТ1Б (*г*).

чивой работы с обратной связью необходимо корректировать АЧХ и ФЧХ ОУ. Для этого используют различные корректирующие цепи, которые не связаны с цепью внешней обратной связи, но создают местные обратные связи в самом ОУ. Действие корректирующих цепей часто сводится к ограничению диапазона рабочих частот сверху. При этом ФЧХ ОУ имеет запас по фазе на высших частотах, т. е. сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями значительно меньше 180°.

Устойчивая работа ОУ серии К140 обычно достигается включением корректирующей цепи между выводами *1* и *12* (см. рис. VI.15). В некоторых случаях самовозбуждение этих ОУ удается устранить включением конденсатора емкостью 6...120 пФ между выводами *5* и *9* или *RC*-цепи между выводами *9* и *10*.

Схемы коррекции ОУ типа К153УД2 приведены на рис. VI.16,*а*, *б*, *в*. Емкость конденсатора *C1* в схемах, приведенных на рис. VI.16,*а*, *б*, определяется по формуле

$$C1 \geqslant 30\,R1/(R1 + R2),$$

где *C1* — емкость, пФ; *R1* и *R2* — сопротивления резисторов, МОм. В схеме, приведенной на рис. VI.16,*б*, $C2 = 10C1$, а на рис. VI.16,*в* — $C2 \approx 0{,}5R2$, где *C2* — емкость, пФ; *R2* — сопротивление, МОм.

Для коррекции ОУ типов К153УД1А и К153УД1Б включают *RC*-цепи между выводами *1* и *8* и конденсатор между выводами *5* и *6* (рис. VI.16,*г*). Рекомендуемые параметры корректирующих элементов в зависимости от требуемого коэффициента усиления приведены в табл. VI.4.

Если ОУ используется как УПТ, необходимо, чтобы он был сбалансирован, т. е. чтобы напряжение постоянного тока на выходе было равно нулю при одинаковых напряжениях на обоих входах. Схемы

Таблица VI.4. Рекомендуемые параметры корректирующих цепей ОУ типа К153УД2

Коэффициент усиления, дБ	Сопротивление резистора, кОм		Емкость конденсатора, пФ	
	R3	*R1*	*C2*	*C1*
60	0	0,1	10	3...10
40	1,5	1	100	3...10
20	1,5	11	510	20
6	1,5	100	5100	200

балансировки ОУ типа К153УД2 приведены на рис. VI.17. При балансировке по схеме, показанной на рис. VI.17,*а*, изменяются потенциалы на выводах *5* и *8*, по схеме на рис. VI.17,*б* — только на выводе *5*.

Усилители на ИМС частного применения. На рис. VI.18 представлена схема одного канала усилителя на двухканальной ИМС типа К548УН1. Параметры усилителя зависят от глубины ООС, которая определяется соотношением сопротивлений резисторов *R1* и *R3*. При значениях сопротивлений, указанных на схеме, усилитель характеризуется следующими параметрами: коэффициент усиления напряжения 100 (равен отношению сопротивлений *R1*/*R3*), входное сопротивление 300 кОм, выходное — не более 1 Ом, наивысшая рабочая частота не менее 100 кГц, коэффициент гармоник на частоте 1 кГц при сопротивлении нагрузки 10 кОм не более 0,05 %, коэффициент шума (изме-

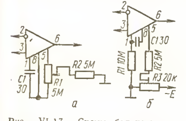


Рис. VI.17. Схемы балансировки ОУ типа К153УД2 изменением потенциала:

а — на двух выводах; *б* — на одном выводе.

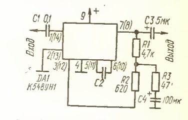


Рис. VI.18. Схема апериодического усилителя на ИМС.

ренный в полосе частот до 23 кГц при сопротивлении источника сигнала 10 кОм) не более 2. Если повысить коэффициент усиления напряжения до 1000, наивысшая рабочая частота уменьшается примерно до 20 кГц, а коэффициент гармоник повышается до 0,1 %. Корректирующий конденсатор *C2* включают, если необходимо ограничить диапазон рабочих частот.

5. Усилители мощности

Мощным каскадом принято считать каскад, в котором транзисторы отдают в нагрузку мощность, близкую к максимально возможной. Основными требованиями, предъявляемыми к мощным выходным каскадам, являются получение необходимой мощности в нагрузке и максимальный КПД при допустимых искажениях сигнала. Требование максимального КПД имеет наибольшее значение для усилителей

с питанием от автономных источников. Максимальное усиление мощности — второстепенное требование, поскольку необходимое усиление может быть получено в других каскадах.

Чем выше КПД каскада, тем менее мощный транзистор нужен для получения требуемой мощности. Максимальный КПД достигается при оптимальной нагрузке. Однако сопротивление нагрузки, как правило, бывает задано. Если оно значительно отличается от оптимального, то для получения высокого КПД нагрузку включают через согласующий трансформатор. Использование согласующего трансформатора на входе мощного выходного каскада позволяет получить максимальный коэффициент усиления мощности предвыходным каскадом и минимальный уровень искажений при заданной мощности в нагрузке усилителя. Применение согласующих трансформаторов в малогабаритных усилителях приводит к снижению КПД, поскольку малогабаритные недорогие трансформаторы имеют сравнительно малый КПД.

Режимы работы транзисторов в выходных каскадах. Транзисторы могут работать в режимах классов А, В или АВ. *Режимом класса А* называют такой режим, при котором выходной ток протекает в течение всего периода усиливаемого сигнала. Режим с такой отсечкой, при которой выходной ток протекает практически только в течение полупериода сигнала, называют *режимом класса В*. Промежуточный режим, при котором выходной ток протекает в течение более одного полупериода сигнала, называют *режимом класса АВ*. Выбор режима осуществляется подачей соответствующего напряжения между базой и эмиттером. В режимах классов АВ и В могут работать только двухтактные каскады.

Однотактные выходные каскады применяются иногда в усилителях с малой выходной мощностью, поскольку их КПД не превышает 40 %. Они выполняются по схеме, которая приведена на рис. VI.14. Включение транзистора с ОБ и ОК не применяется, так как приводит к снижению усиления мощности. Поскольку однотактный каскад может работать только в режиме класса А, применяется коллекторная, эмиттерная или комбинированная стабилизация режима (см. § 3).

Транзистор для однотактного выходного каскада выбирают так, чтобы выполнялись условия $P_{max} \geqslant 2P_н/\eta_{тр}$; $U_{КЭ\ max} > 2E$, где P_{max} — максимально допустимая рассеиваемая мощность транзистора; $P_н$ — полезная мощность в нагрузке; $\eta_{тр}$ — КПД трансформатора (для малогабаритных трансформаторов $\eta_{тр} = 0{,}4...0{,}7$); $U_{КЭ\ max}$ — максимально допустимое напряжение коллектор — эмиттер; E — напряжение источника питания. При невыполнимости второго условия целесообразно выбрать меньшее напряжение источника питания.

Трансформаторные двухтактные выходные каскады в основном используются в режиме класса АВ, при котором КПД превышает 50 %. В этом режиме расход энергии источника питания очень мал при отсутствии сигнала и увеличивается с повышением уровня сигнала, а уровень нелинейных искажений больше, чем при работе в режиме класса А.

Типовая схема трансформаторного двухтактного каскада приведена на рис. VI.19,*а*. Смещение на базу подается с делителя напряжения $R1R2$. Применена эмиттерная стабилизация режима транзисторов (резистор $R_э$). Для улучшения стабилизации режима следует уменьшать сопротивления делителя напряжения, что приводит к снижению КПД каскада. При большом интервале рабочих температур в каскадах, работающих в режиме класса АВ или В, стабилизацию режима проводят способом термокомпенсации. Для этого один из рези-

сторов делителя напряжения должен быть температурно-зависимым. Вместо резистора $R2$ следует использовать позистор, вместо резистора $R1$ — термистор или полупроводниковый диод при прямом включении. При повышении температуры сопротивление диода уменьшается, что приводит к уменьшению отпирающего напряжения на базе транзистора.

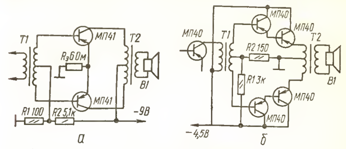


Рис. VI.19. Схемы двухтактных трансформаторных выходных каскадов: *а* — на одиночных БТ; *б* — на составных БТ.

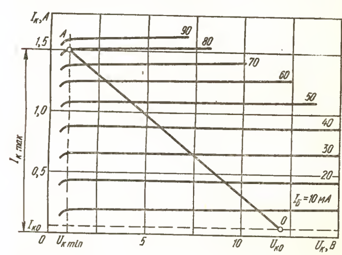


Рис. VI.20. Построение динамической характеристики двухтактного выходного каскада.

Транзисторы для двухтактного каскада, работающего в режиме класса АВ, выбирают так, чтобы выполнялись условия

$$P_{max} > 0{,}2\,P_{н}/\eta_{тр};\ U_{КЭ\,max} > 2E.$$

Для выбора режима транзисторов на семействе выходных статических характеристик (рис. VI.20) следует определить границы линейной области. Минимальное напряжение на коллекторе $U_{К\,min}$ должно соответствовать началу линейного участка выходных характеристик (для маломощных транзисторов $U_{К\,min} = 0{,}5...1$ В). Ток коллектора

в рабочей точке $I_{К0}$ выбирается равным 3...5 % максимального тока для данного типа транзисторов (для маломощных транзисторов $I_{К0} =$ $= 0{,}7...1$ мА). Рабочая точка будет находиться на пересечении прямых $U_К = U_{К0} \approx E$ и $I_К = I_{К0}$ (точка 0 на рис. VI.20). Напряжение смещения на базу определяется по входной характеристике (рис. VI.21), сиятой для $U_К = U_{К0}$, в зависимости от тока базы в рабочей точке $I_{Б0}$. Отрезок ОА нагрузочной прямой для переменного тока соответствует максимальной мощности на выходе каскада, которая определяется по формуле

$$P_н = 0{,}5\,(U_{К0} - U_{К\,min})\,(I_{К\,max} - I_{К0})\,\eta_{тр}.$$

Максимальная мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора, определяется по формуле

$$P_{К\,max} = 0{,}1\,EI_{К\,max},$$

необходимое сопротивление нагрузки в цепи коллекторов — по формуле

$$R_н = (E - U_{К\,min})/(I_{К\,max} - I_{К0}),$$

необходимый коэффициент трансформации — по формуле

$$n = 0{,}5\sqrt{R_н/R_к\,\eta_{тр}}.$$

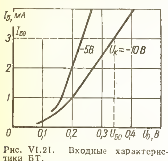


Рис. VI.21. Входные характеристики БТ.

Сопротивления делителя напряжения выбирают из условия стабилизации режима транзисторов (см. § 3). Если усилитель предназначен для работы в узком интервале температур (10...20 °С), то для повышения его КПД при расчете делителя напряжения следует выбирать ток через резистор *R1* равным максимальному току базы одного транзистора или несколько меньше. Напряжение смещения на базу уточняют при наладке усилителя.

П р и м е р. Выбрать режим работы транзисторов двухтактного каскада (класс АВ) по характеристикам, приведенным на рис. VI.20 и VI.21, при напряжении питания 12 В. Сопротивление нагрузки 5 Ом.

Прииимаем $U_{К\,min} = 1$ В; $I_{К\,min} = 0{,}05$ А (см. рис. VI.20) и определяем ток базы $I_{Б0} \approx 3$ мА. По входной характеристике (см. рис. VI.21) для $U_К = 12$ В определяем напряжение смещения иа базу $U_{Б0} = 0{,}34$ В. Максимальный ток коллектора для транзисторов типа П201Э $I_{К\,max} = 1{,}5$ А (см. табл. IV.). Принимаем $\eta_{тр} = 0{,}6$ и вычисляем $P_н = 0{,}5\,(12 - 1)\,(1{,}5 - 0{,}05)\,0{,}6 \approx 4{,}8$ Вт; $R_К = (12 -$ $- 1)\,/\,(1{,}5 - 0{,}05) \approx 7{,}6$ Ом; $n = 0{,}5\sqrt{5/0{,}6 \cdot 7{,}6} = 0{,}525$.

При пониженном напряжении источника питания целесообразно выполнять трансформаторный двухтактный каскад на транзисторах, включенных с ОК (рис. VI.19,*б*). Для снижения потребляемой от предвыходиого каскада мощности сигнала в выходном каскаде применяются составные транзисторы. Согласующий трансформатор *T1* можно выполнить на ленточном магнитопроводе из пермаллоя марки 45Н или 50Н. Размеры магнитопровода: наружный диаметр 23 мм, внут-

реиний диаметр 12 мм, шириа 12 мм. Первичиая обмотка должна содержать 700 витков провода ПЭВ-1 0,11, вторичиая — 1600 + + 1600 витков провода ПЭВ-1 0,07. Индуктивность первичной обмотки не менее 1,5 Гн. Выходной трансформатор *Т2* можно изготовить на магнитопроводе типа Ш9 × 15. Первичная обмотка должиа содержать 200 + 200 витков провода ПЭВ-1 0,15, вторичная — 50 витков провода ПЭВ-1 0,51 (для нагрузки 6 Ом).

Бестрансформаторные выходные каскады характеризуются более широким диапазоном рабочих частот, чем трансформаторные, меньшими габаритными размерами и массой. Они могут иметь непосредственную связь с предшествующим каскадом, что позволяет охватывать их цепями ООС по постояиному току, решая таким образом задачу стабилизации режима работы. Отсутствие иамоточиых узлов и разде-

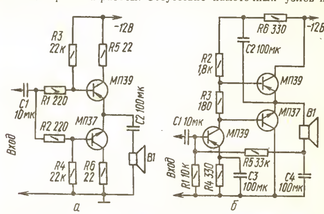


Рис. VI.22. Схемы двухтактных эмиттерных повторителей при разной связи с предыдущим каскадом:
а — емкостная; *б* — непосредственная.

лительных конденсаторов позволяет изготовлять бестрансформаторных усилители мощности в интегральном исполнении.

Схемы бестрансформаторных выходных каскадов. Бестрансформаторные выходные каскады выполняются по различиым схемам и отличаются видом проводимости транзисторов, способом их включения, режимом работы (классы АВ и В), а также видом связи с предыдущим каскадом и нагрузкой. Лучшие показатели качества имеют каскады, в которых используются транзисторы различного вида проводимости с достаточно близкими значениями параметров (комплементарные пары). Каскады, в которых используются транзисторы одного вида проводимости (квазикомплементарные пары), являются принципиально несимметричиыми, поскольку транзисторы должны быть включены по различным схемам (обычно с ОЭ и ОК). Чтобы уменьшить иелинейные искажеиия, приходится вводить глубокую ООС, что создает условия для появления динамических искажений. Поэтому квазикомплементарные пары транзисторов используются при отсутствии комплементарных в усилителях, к которым не предъявляются требования высокого качества воспроизведения сигналов, или в усилителях, в которых искажения уменьшаются специальными методами. Для получения малого выходного сопротивления усилителя транзисторы выходного каскада включают по схеме с ОК (рис. VI.22). Режим транзисторов

устанавливают, изменяя сопротивление между базами транзисторов. Для стабилизации режима способом термокомпенсации между базами включается элемент с отрицательным ТКС (термистор или полупроводниковый диод в прямом включении). При непосредственной связи с предыдущим каскадом (рис. VI.22,*б*) для стабилизации режима вводят глубокую ООС по постоянному току. В схеме, приведенной на рис. VI.22,*б*, она подается через резистор *R5*, который является одновременно элементом базового делителя напряжения. Конденсатор *C4* не пропускает постоянный ток через нагрузку (громкоговоритель) и устраняет ООС по переменному току.

При включении транзисторов выходного каскада по схеме с ОК коэффициент усиления напряжения всегда меньше единицы, поэтому амплитуда входного сигнала превышает амплитуду напряжения на нагрузке. Максимальная амплитуда напряжения на нагрузке должна быть близка к половине напряжения питания (для получения высокого КПД каскада). Этого нельзя достичь в каскаде, схема которого приведена на рис. VI.22,*а*, если предыдущий каскад питать от общего источника. Выход из положения дает применение ПОС по питанию (рис. VI.23), при которой напряжение питания предыдущего каскада увеличивается на величину амплитуды выходного сигнала. Действительно, при положительной полуволне входного сигнала транзисторы *VT1* и *VT3* запираются, а транзистор *VT2* отпирается. Напряжение на нагрузке $R_н$, обусловленное током разряда конденсатора *C2*, достигает максимального отрицательного (по отношению к отрицательному полюсу источника питания) значения. При этом напряжение питания предвыходного каскада становится равным $E + U_н$. Когда заперт транзистор *VT1*, ток базы транзистора *VT2* будет определяться не одним напряжением источника питания, а суммой напряжений E и $U_н$. В результате транзистор *VT2* будет полностью открыт. При отрицательной полуволне входного сигнала транзисторы *VT1* и *VT3* отпираются, а транзистор *VT2* запирается. Напряжение на нагрузке, обусловленное подзарядом конденсатора *C2*, меняет свой знак, и напряжение питания транзистора *VT1* будет равно разности $E - U_н$. Уменьшение напряжения питания транзистора *VT1* способствует более полному отпиранию транзистора *VT3*. В схеме, приведенной на рис. VI.22,*б*, вместо нагрузки включен резистор *R5*.

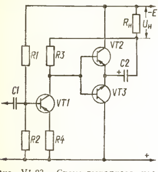


Рис. VI.23. Схема выходного каскада с ПОС по питанию.

При питании усилителя от однополярного источника нагрузку (громкоговоритель) приходится включать через разделительный конденсатор (рис. VI.22). В этом случае полезная мощность в нагрузке и КПД каскада на низших частотах уменьшаются вследствие падения напряжения на конденсаторе. Кроме того, увеличивается выходное сопротивление каскада на низших частотах и, следовательно, ухудшается демпфирование громкоговорителя, увеличивается длительность нестационарных процессов в его подвижной системе, что проявляется в виде неприятного «бубнения» на низших звуковых частотах. Чтобы устранить эти нежелательные явления, необходимо выбирать емкость разделительного конденсатора из условия $C \geqslant 1{,}5/(F_н R_н)$, где $F_н$ —

низшая воспроизводимая частота сигнала; $R_н$ — сопротивление громкоговорителя. При этом могут потребоваться конденсаторы с емкостью в тысячи микрофарад и номинальным напряжением, равным напряжению источника питания, которое в усилителях большой мощности может быть значительным. Громкоговоритель можно включать между выходом усилителя и искусственной средней точкой, образованной при помощи двух конденсаторов с равными номинальными емкостями (рис. VI.24,*а*). В этом случае номинальное напряжение конденсаторов может быть в два раза меньше, чем в схеме, данной на рис. VI.23, а номинальная емкость каждого должна быть в два раза больше. В усилителе с питанием от сети переменного тока при включении нагрузки по схеме, приведенной на рис. VI.24,*а*, к источнику питания должны предъявляться требования в отношении уровня пульсаций напряжения. В усилителе с питанием от двух источников с разной

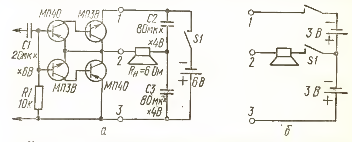


Рис. VI.24. Схема бестрансформаторного выходного каскада на составных БТ, работающих в режиме класса В (*а*), и вариант включения источников питания (*б*).

полярностью громкоговоритель можно включать непосредственно на выход усилителя (без конденсаторов), как показано на рис. VI.24,*б*. В такой схеме снижаются требования к идентичности транзисторов, а при питании от сети переменного тока — и требования в отношении уровня пульсаций напряжения.

В усилителях с непосредственным включением нагрузки возможно повреждение головок громкоговорителей при появлении на выходе постоянного напряжения (например, при пробое одного из транзисторов выходного каскада). Этот недостаток устраняется с помощью защитного устройства, отключающего громкоговоритель при появлении на выходе постоянного напряжения [6].

Для повышения усиления мощности в выходных каскадах используют включение транзисторов по схеме с ОЭ (см. рис. VI.24 и VI.25), а также составные транзисторы (рис. VI.24). Для повышения экономичности усилителя и уменьшения рабочей температуры транзисторов выходного каскада необходимо повышать КПД этого каскада, который тем больше, чем больше отношение амплитуды сигнала на выходе к половине напряжения питания и чем меньше ток покоя транзисторов выходного каскада. Чтобы повысить амплитуду напряжения сигнала на выходе, следует применять транзисторы с как можно меньшим сопротивлением насыщения. Ток покоя транзисторов можно резко снизить, выбрав режим класса В (нулевое смещение база — эмиттер) (см. рис. VI.24). Однако такой режим работы характеризуется большими нелинейными искажениями (типа «ступенька») и приемлем лишь в усилителях низкого качества. Для высококачественных усилителей применяют режим класса АВ, при котором ток покоя уменьшают до

определенного предела, выбирая соответствующее напряжение смещения. Для повышения КПД выходного каскада необходимо, чтобы ток покоя как можно меньше изменялся при изменении напряжения питания и температуры окружающей среды, а также при нагреве транзисторов. На рис. VI.25 приведена схема усилителя мощности, для которого использованы приведенные выше рекомендации по повышению КПД. Выходной каскад выполнен на комплементарной паре транзисторов, включенных с ОЭ. Ток покоя транзисторов выходного каскада стабилизирован при помощи источника тока на транзисторе *VT4* и диода *VD2*. Подбирая сопротивление резистора *R10*, устанав-

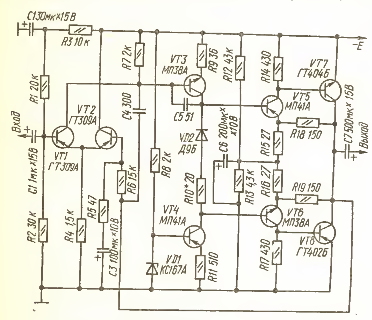


Рис. VI.25. Схема усилителя мощности с симметричным выходным каскадом на транзисторах с ОЭ.

ливают ток покоя в пределах 2,5...3 мА. Для жесткой стабилизации постоянной составляющей выходного напряжения (в точке соединения коллекторов транзисторов *VT7* и *VT8*) введена глубокая ООС по постоянному току. Чтобы достичь минимальных искажений сигнала, необходимо подбирать транзисторы *VT7* и *VT8* с близкими характеристиками. Для повышения температурной стабильности тока покоя транзисторов выходного каскада следует установить диод *VD2* на теплоотводе одного из них. Параметры усилителя: диапазон рабочих частот 60...20000 Гц, чувствительность 7 мВ, номинальная выходная мощность при нагрузке 8 Ом и коэффициенте гармоник до 1 % 0,8 Вт при напряжении питания 9 В и 1,8 Вт при напряжении питания 12 В, входное сопротивление 15 кОм. Усилитель сохраняет работоспособность при снижении напряжения питания до 3 В.

Расчет бестрансформаторных выходных каскадов. Если тип транзистора не задан, то вначале определяют максимальную амплитуду

напряжения на нагрузке

$$U_{m\,\text{н}} = 0{,}5\,E - U_{\text{К}\,\min},$$

где E — напряжение источника питания; $U_{\text{К}\,\min}$ — напряжение на коллекторе, соответствующее началу прямолинейного участка статических характеристик коллекторного тока и зависящее от максимального тока коллектора и типа транзистора (обычно для транзисторов средней и большой мощности $U_{\text{К}\,\min} = 0{,}5 \ldots 1{,}5$ В).

Максимальная мощность в нагрузке определяется по формуле

$$P_{\text{н}\,\max} = U^2_{m\text{н}}/2R_{\text{н}},$$

где $R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки;

максимальный ток коллектора — по формуле

$$I_{\text{К}\,m} \approx \sqrt{2P_{\text{н}}/R_{\text{н}}};$$

максимальное значение среднего тока (потребляемого от источника питания) — по формуле

$$I_{\text{ср}} = I_{\text{К}\,m}/\pi;$$

коэффициент полезного действия каскада — по формуле

$$\eta = 0{,}78\,(1 - 2U_{\text{К}\,\min}/E);$$

максимальная мощность, рассеиваемая на коллекторе,— по формуле

$$P_{\text{К}} = P_{\text{н}}\,(1 - \eta)/2\eta.$$

Если напряжение источника питания не задано, то его можно рассчитать следующим образом:

$$E \geqslant 2\left(\sqrt{2P_{\text{н}}\,R_{\text{н}}} + U_{\text{К}\,\min}\right).$$

По значениям $P_{\text{К}}$, $I_{\text{К}\,m}$, $I_{\text{ср}}$ и $U_{\text{КЭ}} \approx E$ выбираются типы транзисторов.

Пример. Напряжение питания 12 В, сопротивление нагрузки 6,5 Ом. $U_{m\text{н}} = 0{,}5 \cdot 12 - 1 = 5$ В; $P_{\text{н}} = 5^2/2 \cdot 6{,}5 \approx 2$ Вт; $I_{\text{К}\,m} = 2 \cdot 2/6{,}5 \approx 0{,}78$ А; $I_{\text{ср}} = 0{,}78/\pi \approx 0{,}25$ А; $\eta = 0{,}78\,(1 - 2 \times 1/12) = 0{,}65$; $P_{\text{К}} = 2\,(1 - 0{,}65)\,/2 \cdot 0{,}65 \approx 0{,}54$ Вт. Подходят транзисторы типов П201Э, П202, П213 и др.

Если заданы типы транзисторов, напряжение источника питания не должно превышать максимально допустимого напряжения коллектор — эмиттер $U_{\text{КЭ}\,\max}$. Динамическую характеристику каскада строят так же, как для трансформаторного (см. выше), приняв $U_{\text{К}0} = E/2$. Определяют $I_{\text{К}\,m}$, $U_{\text{К}\min}$, $U_m = U_{\text{К}0} - U_{\text{К}\,\min}$. Далее расчет выполняют так же, как и в случае когда тип транзисторов не задан.

Особенности выходных каскадов на ПТ. Применение ПТ в выходном каскаде УЗЧ позволяет упростить усилитель, поскольку не требуется усиление мощности в предыдущих каскадах. При использовании мощных МДП-транзисторов изменяется характер нелинейных искажений (меньше высших гармоник, чем при использовании БТ), резко снижаются динамические искажения, существенно ниже уровень интермодуляционных искажений. Выходной каскад на мощных МДП-транзисторах не требует применения термостабилизации. При повышении температуры крутизна характеристики ПТ уменьшается,

поэтому саморазогрева их не происходит. Кроме того, ПТ в выходном каскаде выдерживают короткое замыкание в цепи нагрузки. Однако режим короткого замыкания не должен быть длительным, поскольку в этом режиме на ПТ рассеивается значительно большая мощность, чем на БТ. Недостатки выходных каскадов на ПТ — меньший коэффициент использования напряжения источника питания и необходимость применения более эффективных теплоотводов, что обусловлено большим, чем у БТ, напряжением насыщения.

Схемы усилителей мощности на основе ИМС приведены на рис. VI.26. Такие усилители целесообразно применять в носимой аппаратуре. Их основные параметры определяются параметрами микросхем (см. гл. V). На рис. 26, *а* показано типовое включение ИМС с использованием ПОС по питанию (см. выше). Глубину ООС по переменному току можно регулировать, изменяя сопротивление резистора *R1*. При увеличении этого сопротивления уменьшаются чувствитель-

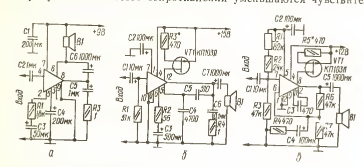


Рис. VI.26. Схемы усилителей мощности на ИМС типов К174УН4 (*а*), К174УН7 (*б*) и К174УН5 (*в*).

ность усилителя и коэффициент гармоник. Схемы усилителей, которые приведены на рис. VI.26,*б* и *в*, отличаются от типовых. В цепь питания транзисторов предвыходного каскада включен стабилизатор тока на ПТ. При этом коэффициент гармоник уменьшился в несколько раз, а выходная мощность менее чем на 10 % [32]. Кроме указанных на схеме, можно использовать и другие ПТ — КП103И, КП103К, КП103М. Сопротивление резистора в цепи истока подбирают так, чтобы ток стока находился в пределах 2...2,5 мА (для ИМС типа К174УН7). Коэффициент гармоник усилителя, схема которого приведена на рис. VI.26,*б*, можно довести до 1,5...2 %, если увеличить сопротивление резистора *R2* до 82...100 Ом. Неравномерность АЧХ в области низших частот можно уменьшить, увеличивая емкости конденсаторов *С3* и *С7*, а в области высших частот — уменьшая емкости конденсаторов *С4*, *С5* и *С6*. Однако в последнем случае при чрезмерном уменьшении емкости конденсаторов усилитель может самовозбудиться. Соотношение емкостей конденсаторов *С4*, *С5* и *С6* должно оставаться неизменным.

Усилитель мощности можно собрать на двух микросхемах одного типа (рис. VI.27). Одна из ИМС включена по типовой схеме. Сигнал с ее выхода (вывод *12*) через цепь *R5C10* подается на вывод *6* ИМС *DA2*. При этом выходные сигналы обеих ИМС получаются противофазными, что необходимо для их сложения на нагрузке, включенной между выходами. Выходная мощность такого усилителя не превышает 6 Вт при нагрузке 8 Ом и коэффициенте гармоник 1,5 %. Конденса-

торы *C6* и *C8* можно исключить, если постоянное напряжение между выходами ИМС окажется менее 50 мВ.

На рис. VI.28 приведены схемы усилителей мощности, в которых на ИМС выполнены все каскады, кроме предвыходного и выходного или только выходного. В первом усилителе (рис. VI.28,*а*) выходной каскад собран на составных транзисторах, включенных по схеме с ОК, причем используются комплементарные пары. Применяемая

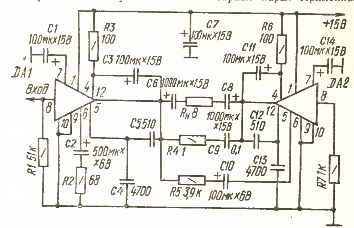


Рис. VI.27. Схема усилителя мощности на двух ИМС типа К174УН7.

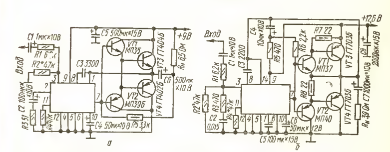


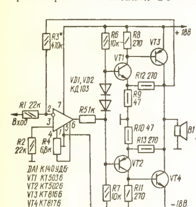
Рис. VI.28. Схемы усилителей мощности с каскадами предварительного усиления на ИМС типов К237УН1 (*а*) и К237УН2 (*б*).

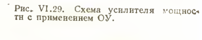
ИМС позволяет использовать в выходном каскаде режим работы без начального смещения, что обусловливает высокую температурную стабильность усилителя при малом токе покоя и достаточно низкий уровень нелинейных искажений как при малых, так и при больших напряжениях сигнала. Основные параметры усилителя следующие: номинальная выходная мощность 0,5 Вт при нагрузке 6,5 Ом и коэффициенте гармоник не более 0,3 %, чувствительность 15...30 мВ, неравномерность АЧХ не более 6 дБ в диапазоне частот 60...10000 Гц, максимальное выходное напряжение не менее 2,2 В.

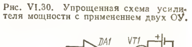
Во втором усилителе (рис. VI.28,*б*) выходной каскад выполнен на транзисторах одного типа, предвыходной каскад — на комплементарной паре. Основные параметры усилителя следующие: номинальная

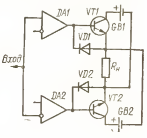
выходная мощность 3 Вт при нагрузке 3,9 Ом и коэффициенте гармоник не более 1 %, чувствительность 25...50 мВ, неравномерность АЧХ не более 6 дБ в диапазоне частот 50...15000 Гц, ток покоя не более 9 мА.

Применение интегральных ОУ в усилителях мощности упрощает усилитель. Используемые ОУ должны удовлетворять требованиям получения достаточной амплитуды сигнала на высшей рабочей частоте УЗЧ при допустимом уровне искажений. Быстродействие выпускаемых промышленностью ОУ достаточно для использования их даже в высококачественных УЗЧ. Однако максимальная амплитуда выходного сигнала ОУ может быть недостаточной для работы выходного каскада на транзисторах, включенных по схеме с ОК. Так, например, при напряжении питания ОУ ± 15 В выходная мощность не превы-




Рис. VI.29. Схема усилителя мощности с применением ОУ.


Рис. VI.30. Упрощенная схема усилителя мощности с применением двух ОУ.



шает 12 Вт при нагрузке 4 Ом, что недостаточно для систем высококачественного звуковоспроизведения. Чтобы снизить требование к ОУ в отношении амплитуды выходного напряжения, можно применить дополнительный каскад усиления напряжения или ввести ПОС по питанию. Оба способа требуют применения дополнительных транзисторов. Поэтому иногда выполняют выходной каскад на транзисторах, включенных по схеме с ОЭ. Схема такого усилителя мощности приведена на рис. VI.29. Усилитель охвачен ООС по постоянному и переменному токам через резистор *R3*. Питание усилителя осуществляется от двух разнополярных источников питания с напряжением 18 В. Диапазон рабочих частот усилителя 20...20000 Гц при неравномерности АЧХ ± 3 дБ, максимальная выходная мощность 14 Вт при сопротивлении нагрузки 8 Ом, коэффициент гармоник не более 0,7 % при выходной мощности 4 Вт.

Для увеличения амплитуды напряжения, подаваемого на вход выходного каскада усилителя мощности, можно использовать два ОУ, включив их по схеме, приведенной на рис. VI.30. Входной сигнал подается на неинвертирующий вход ОУ *DA1* и на инвертирующий вход ОУ *DA2*. Оба ОУ разбалансированы, причем в разные стороны, поэтому каждый из них усиливает одну полуволну сигнала. Такая схема позволяет увеличить амплитуду выходного сигнала ОУ до значения, близкого к удвоенному напряжению источника питания. Практическая схема усилителя мощности, построенного на этом принципе, приведена в гл. XI [30].

Защита бестрансформаторных выходных каскадов от перегрузок. Короткие замыкания в цепи нагрузки бестрансформаторных выходных каскадов часто приводят к выходу из строя транзисторов. Для защиты бестрансформаторных выходных каскадов, выполненных на сплавных транзисторах, можно использовать плавкие предохранители в цепи питания, поскольку такие транзисторы могут выдерживать кратковременные перегрузки по току. Для защиты выходных каскадов, выполненных на диффузионных транзисторах, которые очень чувствительны к перегрузкам по току, используются быстродействующие электронные устройства. На рис. VI.31 приведена схема усилителя мощности, в котором используется электронная защита транзисторов выходного каскада от перегрузок по току. При работе выходного каскада в нор-

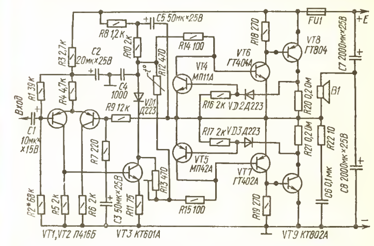


Рис. VI.31. Схема усилителя мощности с электронной защитой от перегрузок по току.

мальных режимах напряжения на резисторах *R20* и *R21* недостаточны для срабатывания защиты. При перегрузке транзисторов выходного каскада по току напряжения на резисторах *R20* и *R21* достигают значений, при которых токи диодов *VD2* и *VD3* возрастают настолько, что открываются транзисторы *VT4* и *VT5*. Вследствие уменьшения сопротивления транзисторов *VT4* и *VT5* происходит шунтирование входных цепей транзисторов *VT6* и *VT7* и, следовательно, уменьшение напряжений сигнала на их базах. Усилитель имеет выходную мощность 15 Вт при сопротивлении нагрузки 4 Ом и коэффициенте гармоник не более 0,5 %. Диапазон рабочих частот усилителя 30...20000 Гц чувствительность около 0,25 В. Транзисторы *VT8* и *VT9* следует устанавливать на радиаторах.

Для защиты транзисторов от перегрузок по току можно использовать тиристоры. Их включают так, чтобы при перегрузке на управляющий электрод поступало отпирающее напряжение и тиристор шунтировал вход одного из каскадов усилителя. Отпирающим напряжением может быть падение напряжения на резисторе с сопротивлением порядка десятых долей ома, включенном в цепь питания усилителя со стороны общего провода [34].

Правила монтажа усилителей мощности. Монтаж усилителя мощности должен быть тщательно продуман. При этом следует обращать внимание на взаимное расположение проводников, соединяющих усилитель мощности с источником сигнала и источником питания. Паразитная индуктивная связь между проводами питания и входными цепями может привести к наводке во входной цепи паразитной ЭДС, частотный спектр которой при работе выходного каскада в режиме класса АВ состоит из гармоник усиливаемого сигнала. Для устранения паразитной связи необходимо разнести провода питания и входной цепи. В питающие цепи усилителя мощности нужно включать развязывающие *RC*-фильтры, размещая их непосредственно на монтажной плате усилителя. Во избежание помех, проникающих на вход усилителя по общему проводу, нужно увеличивать сечение шин общего провода и соединять все идущие к ним провода в одной точке. Наиболее эффективным способом защиты является гальваническая развязка общего провода входного каскада от шины питания, что возможно в усилителе мощности с дифференциальным входным каскадом (рис. VI.32). С общим проводом источника сигнала соединены лишь выводы резисторов *R1* и *R2*. Все остальные проводники, идущие к общему проводу, подключены к мощной шине источника питания (правой по схеме). Обе «корпусные» шины соединяют резистором *R4*. Его сопротивление должно быть не слишком малым, чтобы помехи от мощной шины не проникали на вход усилителя, но и не слишком большим, чтобы не было заметного влияния на глубину ООС. Обычно сопротивление резистора *R4* выбирают в пределах от единиц до десятков ом.

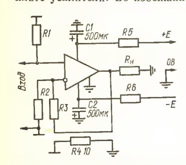


Рис. VI.32. Упрощенная схема усилителя с дифференциальным входом.

6. Коррекция АЧХ в усилителях звуковой частоты

Коррекция АЧХ в УЗЧ применяется для получения необходимой ее формы. Если требуется плоская АЧХ (постоянное усиление в диапазоне рабочих частот), то можно компенсировать уменьшение (увеличение) усиления некоторых частот в одних каскадах увеличением (уменьшением) усиления этих же частот в других каскадах. Часто коррекция АЧХ используется для получения регулируемой АЧХ (плавно или ступенями), например, в усилителях для магнитофонов и электрофонов с целью регулировки тембра звука.

Коррекция АЧХ в УЗЧ достигается в основном с помощью цепей, содержащих конденсаторы и резисторы. Если необходим подъем или завал АЧХ в узком интервале частот, применяют колебательные контуры, состоящие из катушек индуктивности и конденсаторов. Схемы включения простейших корректирующих цепей в усилителе с емкостной связью между каскадами представлены на рис. VI.33. Здесь же показаны примерные АЧХ усилителей с коррекцией (сплошная кривая) и без нее. Приведенные формулы позволяют определить параметры корректирующих элементов, при которых коэффициент усиления на заданной частоте *f* изменяется примерно в два раза.

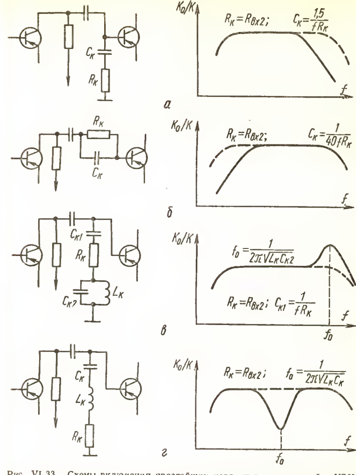


Рис. VI.33. Схемы включения простейших корректирующих цепей в УЗЧ: *а* — для завала АЧХ в области высших частот; *б* — в области низших частот; *в* — для подъема АЧХ в какой-либо области частот: *г* — для завала АЧХ в какой-либо области частот.

7. Регулировки в усилителях звуковой частоты

Ручная регулировка усиления (громкости) может быть плавной и ступенчатой (дискретной). В приемно-усилительных устройствах в основном применяется плавная регулировка. Ступенчатая регулировка усиления применяется иногда при дистанционном управлении, а также в высококачественных стереофонических усилителях. Для плавной регулировки используют переменные резисторы, включаемые как делители напряжения. В усилителях, работающих при сравнительно слабых

сигналах, регуляторы усиления включают обычно после первого усилительного каскада, в усилителях, работающих при сильных сигналах,— на входе. На рис. VI.34 показаны схемы включения регуляторов усиления в качестве нагрузки диодного детектора. Эти схемы находят применение в простых приемниках. Схема, приведенная на рис. VI.34,*а*, может применяться только при большом входном сопротивлении УЗЧ. Если входное сопротивление УЗЧ соизмеримо с сопротивлением регулятора, то при регулировке усиления изменяется сопротивление нагрузки детектора для переменного тока, в результате чего уменьшается глубина регулировки и увеличиваются искажения при детектировании сигналов. При включении регулятора по схеме, показанной на рис. VI.34,*б*, влияние входного сопротивления УЗЧ на работу детектора ослаблено.

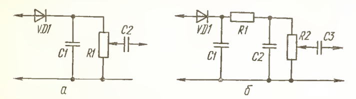


Рис. VI.34. Схемы включения регуляторов усиления в качестве нагрузки диодного детектора:
а — простейшая; *б* — с разделенной нагрузкой детектора.

Необходимую плавность изменения громкости получают обычно, применяя в регуляторах переменные резисторы группы В (см. гл. II, § 6). При этом входное сопротивление следующего за регулятором каскада должно быть больше сопротивления резистора. Требуемый для плавного изменения громкости закон изменения усиления можно получить с помощью переменного резистора группы А, если включить его в цепь ООС, охватывающей ОУ (рис. VI.35.) Сопротивление резистора *R2* выбирается в 8 раз большим сопротивления резистора *R1*. При этом максимальный коэффициент передачи регулятора равен 8.

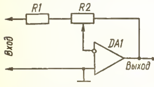


Рис. VI.35 Схема включения регулятора усиления в цепь ООС ОУ.

В высококачественных УЗЧ, предназначенных для воспроизведения звуковых программ, применяют тонкомпенсированные регуляторы громкости. Такие регуляторы одновременно с изменением громкости изменяют форму АЧХ усилителя так, чтобы тембр звука слабо зависел от уровня громкости. Для того чтобы тонкомпенсация была верной, а изменение громкости равномерным, необходимо, чтобы определенное положение регулятора создавало в точке прослушивания соответствующий уровень громкости. Так, при установке регулятора громкости в положение максимальной громкости должен быть получен в точке прослушивания уровень громкости 90 фон.

Простейшие компенсированные регуляторы громкости создают относительный подъем низших частот, который тем больше, чем меньше громкость. Более сложные тонкомпенсированные регуляторы громкости создают относительный подъем как низших, так и высших частот. На рис. VI.36 приведены схемы тонкомпенсированных регуляторов громкости, изменяющих АЧХ только в области низших частот. Для

приближенного расчета регулятора, схема которого приведена на рис. VI.36,*а*, можно воспользоваться следующими формулами: $R3 = R/1{,}2$; $R1 = R2 = 0{,}1R3$; $R4 = 0{,}11R1$; $R5 = 0{,}125R1$; $C1 = 4/R1$; $C2 = 3{,}9/R1$, где R — сопротивление переменного резистора, кОм; $R1$, $R2$, $R3$ — сопротивления секций переменного резистора, кОм; $R4$, $R5$ — сопротивления резисторов корректирующих цепочек, кОм; $C1$, $C2$ — емкости конденсаторов корректирующих цепочек, мкФ.

Дистанционное регулирование громкости может осуществляться с помощью управляемых делителей напряжения. В простейшем таком делителе одним плечом может служить ПТ, работающий в пассивном режиме (без питания). Однако такие простейшие регуляторы на ПТ

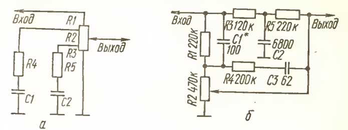


Рис VI.36. Схемы тонкомпенсированных регуляторов громкости:
а — с переменным резистором группы В; *б* — с переменным резистором группы А.

Рис. VI.37. Схема мостового регулятора усиления с ПТ.

могут работать только при малых уровнях сигнала на ПТ (не более 30...40 мВ), имеют ограниченный диапазон главного регулирования (обычно не более 30...40 дБ) и требуют высокого входного сопротивления последующего каскада. Значительно лучшими свойствами обладает управляемый делитель напряжения мостового типа. В таком делителе ПТ включен в одно из плеч моста, одна диагональ которого соединена с источником сигнала, а другая — с дифференциальным входом ОУ (рис. VI.37). Мост образован резисторами $R1—R3$ и сопротивлением канала ПТ. Балансируют мост при отсутствии управляющего напряжения ($U_у = 0$) переменным резистором $R1$ так, чтобы выходное напряжение сигнала было равно нулю. Теоретически такой регулятор может дать любое ослабление сигнала, однако практически оно не превышает 60...70 дБ. Если сопротивление источника сигнала $R_с$ достаточно мало ($R_с \ll R1$, $R_с \ll R2$), то для коэффициента передачи регулятора справедлива формула

$$K_п = -\frac{R4}{R2} + \frac{R3}{R1 + R3}\left[1 + \frac{R4\,(R2 + R_{СИ})}{R_{СИ}\,R2}\right],$$

где $R_{СИ}$ — сопротивление канала ПТ, зависящее от управляющего напряжения $U_у$ на затворе. При $U_у = 0$ и $R3 = R_0$ (R_0 — сопротивление канала при $U_у = 0$) условие максимального ослабления сигнала регулятором: $R1 = R2\,(1 + R_0/R4)$. Максимальный коэффициент передачи (при $U_у > 0$ и выборе $R1 \gg R3$, $R_{СИ} \gg R2$) $K_{п\,max} = -R4/R2$ [13]. Регулятор совмещает регулирование уровня сигнала с его усилением, имеет низкое выходное сопротивление, вносит малые нелинейные искажения. Практическая схема подобного регулятора приведена в [13].

Регулировка тембра основана на изменении АЧХ усилителя в определенной области частот. Простейшие регуляторы тембра изменяют АЧХ только в области высоких частот. Наиболее сложные многополосные регуляторы тембра изменяют АЧХ в различных областях частот.

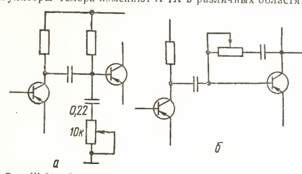


Рис. VI.38. Схемы простейших регуляторов тембра в области высших частот:
а — во входной цепи каскада; *б* — в цепи ООС.

Они применяются в высококачественной аппаратуре для воспроизведения звука.

Схемы простейших регуляторов тембра приведены на рис. VI.38. Регулятор, схема которого приведена на рис. VI.38,*а*, представляет собой регулируемый частотно-зависимый делитель напряжения, плечами которого являются выходное сопротивление первого каскада и полное сопротивление цепи между базой второго транзистора и общим проводом. Пределы регулировки АЧХ тем шире, чем больше входное сопротивление последующего каскада. Действие регулятора тембра, схема которого приведена на рис. VI.38,*б*, основано на изменении глубины частотно-зависимой ООС. Пределы регулирования АЧХ тем шире, чем больше коэффициент усиления напряжения второго каскада.

В высококачественных УЗЧ обычно применяют регуляторы тембра, изменяющие АЧХ в области низших и высших частот. По характеру изменения АЧХ они делятся на два вида: 1) с переменной крутизной наклона АЧХ и неизменной частотой перехода; 2) с переменной частотой перехода и неизменной крутизной наклона АЧХ. Регулировочные характеристики первого вида проще получаются в пассивных регуляторах (рис. VI.39,*а*). Эти регуляторы понижают уровень сигнала на средних частотах (800...1200 Гц) в 10...12 раз, что обычно компенсируется дополнительным каскадом усиления. На пределы регулирования АЧХ влияют кроме элементов регулятора выходное сопротивление источника сигнала $R_с$ и сопротивление нагрузки $R_н$ (входное

сопротивление последующего каскада). Переменные резисторы $R2$ и $R5$ выбираются одинаковыми, а их номинальное сопротивление R — из условия $R_с < R < R_и$. Параметры остальных элементов регулятора можно определить по формулам: $R1 = R4 = 0{,}1R$; $R3 = 0{,}01R$;

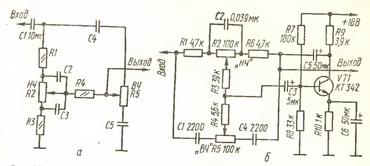


Рис. VI.39. Схемы регуляторов тембра в области низких и высших частот: *а* — включаемого между каскадами усилителя; *б* — в цепи ООС.

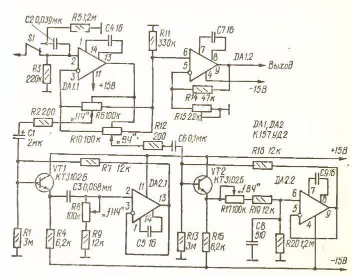


Рис. VI.40. Схема регулятора тембра, изменяющего крутизну АЧХ и точки ее изгиба.

$C3 = 0{,}1/R$; $C1 = 22C3$; $C2 = 220C3$; $C4 = 15C3$, где $C3$ — емкость, мкФ; R — сопротивление, кОм. Пределы регулировки АЧХ в области высших и низших частот тем шире, чем меньше выходное сопротивление источника сигнала и больше входное сопротивление последующего каскада.

Активный регулятор тембра, схема которого приведена на рис. VI.39,*б*, характеризуется близким к единице коэффициентом передачи напряжения (при средних положениях движков резисторов $R2$,

R5). При выходном напряжении 0,2 В коэффициент гармоник не превышает 0,1 %. Пределы регулировки АЧХ на частотах 30 Гц и 20 кГц составляют около ± 19 дБ, если выходное сопротивление предшествующего каскада не более 600 Ом, а входное сопротивление последующего каскада не менее 30 кОм. Если постоянное напряжение на выходе предшествующего каскада превышает напряжение на базе транзистора *VT1*, то необходимо изменить полярность конденсатора *C3*.

Регуляторы тембра, которые позволяют изменять как крутизну АЧХ, так и частоты перехода, по своим функциональным возможностям приближаются к многополосным регуляторам тембра и позволяют подобрать желаемую окраску музыкальной программы. Схема такого регулятора приведена на рис. VI.40. Регулятор тембра состоит из уси-

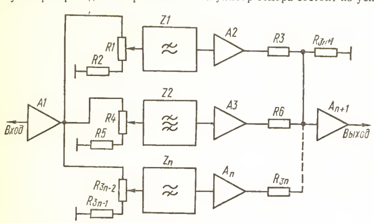


Рис. VI.41. Структурная схема многополосного регулятора тембра.

лителя на двухканальном ОУ *DA1* и двух регулируемых усилителей на транзисторах *VT1*, *VT2* и втором двухканальном ОУ *DA2*. Каждый из регулируемых усилителей охвачен частотно-зависимой ПОС с выхода ОУ на базу транзистора. На входе ОУ *DA2.1* включен ФВЧ *R8R9C3*, а на входе ОУ *DA2.2* — ФНЧ *R17R19C8*. Поэтому эквивалентное (с учетом действия ПОС) входное сопротивление усилителя с ФВЧ при увеличении частоты возрастает, а усилителя с ФНЧ — уменьшается. Поскольку входы этих усилителей подключены к резисторам регулятора тембра *R6*, *R10*, усиление ОУ *DA1.1* будет зависеть не только от положения движков этих резисторов, но и от частоты. При установке движка резистора *R6* в крайнее левое (по схеме) положение АЧХ регулятора имеет подъем на низких частотах, при установке движка в крайнее правое положение — спад на этих же частотах. Аналогично при установке движка резистора *R10* в крайнее левое (по схеме) положение АЧХ регулятора имеет подъем на высоких частотах, при установке в крайнее правое положение — спад на высоких частотах. В средних положениях движков резисторов *R6*, *R10* АЧХ регулятора тембра горизонтальна. Положение точки изгиба АЧХ на низкочастотном участке диапазона рабочих частот можно изменять резистором *R8*, регулирующим частоту среза ФВЧ, а на высокочастотном — резистором *R17*, изменяющим частоту среза ФНЧ. Для уменьшения напряжения помех ниже 20 Гц с помощью

выключателя $S1$ ко входу регулятора тембра можно подключить фильтр инфранизких частот $R3C2$. С помощью резистора $R15$ устанавливают выходное напряжение 1 В при напряжении на входе 220 мВ. Основные параметры регулятора тембра: коэффициент гармоник не более 0,07 % при выходном напряжении 1 В, отношение сигнал/шум на выходе не менее 80 дБ, диапазон регулирования АЧХ $\pm$ 10 дБ, пределы изменения частот изгиба АЧХ 60...700 Гц и 1...8 кГц [12].

Многополосные регуляторы тембра можно выполнить с *LC*- и *RC*-фильтрами. Структурная схема такого регулятора тембра приведена на рис. VI.41. Предварительно усиленный сигнал подается на переменные резисторы $R1$, $R4$, ..., R_{3n-2}, с которых поступает на входы фильтров $Z1$, $Z2$, ..., Z_n. Для компенсации потерь, вносимых пассивными фильтрами, используются усилители $A2$, $A3$, ..., A_{3n}. Сигналы с выходов усилителей суммируются с помощью сумматора на резисторах $R3$, $R6$, ..., R_{3n} и подаются на общий усилитель A_{n+1}.

8. Помехи в усилителях

Шумы усилителя обусловлены шумами транзисторов и пассивных элементов, главным образом резисторов и оксидных конденсаторов. Расчет шумовых параметров усилительных каскадов довольно сложен и может быть выполнен лишь после предварительного определения параметров шумовой эквивалентной схемы транзистора для выбранного режима работы [21]. Для уменьшения уровня собственных шумов усилительного каскада необходимо выбирать малошумящие транзисторы, оптимальную проводимость источника сигнала (если это возможно) и оптимальный ток коллектора, который зависит от проводимости источника сигнала и малосигнальных параметров транзистора. В паспортных данных на малошумящие транзисторы приводятся значения коэффициента шума (см. гл. IV, § 2), которые используются для сравнения по шумовым свойствам транзисторов различных типов, работающих в одинаковых условиях. Поскольку транзистор малошумящего каскада должен работать в режиме малых токов коллектора, необходимо выбирать транзисторы с малым обратным током коллектора (во много раз меньше тока коллектора в рабочем режиме). В противном случае режим работы транзистора будет существенно зависеть от температуры окружающей среды. Учитывая снижение статического коэффициента передачи тока транзистора при уменьшении тока коллектора, необходимо выбирать транзисторы, у которых эта зависимость проявляется слабее.

На уровень собственных шумов усилителя влияет способ выполнения входного и последующих каскадов. Влияние последующих каскадов тем слабее, чем больше коэффициент усиления мощности первого каскада. Поэтому первый каскад выполняют обычно по схеме с ОЭ. Введение ООС по переменному току путем включения резистора $R_э$ в цепь эмиттера или резистора обратной связи $R_б$ в цепь коллектор — база (см. рис. VI.4,*а*) первого каскада приводит к повышению уровня шумов усилителя. Степень повышения уровня шумов определяется соотношением между внутренним сопротивлением источника сигнала и сопротивлением обратной связи и не зависит от глубины ООС. Чем меньше сопротивление $R_э$ и чем больше сопротивление $R_б$, тем меньше влияние ООС на уровень шумов. Поэтому при разработке малошумящих усилителей с ООС стремятся к тому, чтобы необходимая глубина ООС достигалась при малом $R_э$ и большом $R_б$ по сравнению с сопротивлением источника сигнала. Для этого входные каскады усилителя

охватывают не местной, а общей ООС, что позволяет достичь высокой стабильности характеристик усилителя при малом $R_э$ и большом $R_б$ и, следовательно, при незначительном ухудшении отношения сигнал/шум.

Во входных цепях малошумящих усилителей следует использовать резисторы с пониженным уровнем собственного шума (см. гл. II, § 4, 5) и минимально возможным сопротивлением и конденсаторы с как можно меньшим током утечки (максимальным сопротивлением изоляции). Следует избегать применения оксидных конденсаторов в качестве разделительных на входе усилителя.

Помехи, обусловленные пульсациями питающих напряжений, проявляются в усилителях с питанием от сети переменного тока в виде фона с частотой 50 Гц и частотами высших гармоник (практически не выше пятой). Для ослабления действия пульсаций следует повышать коэффициент сглаживания фильтров питания, подавать напряжение питания на первые каскады усилителя через развязывающие фильтры (см. рис. VI.6,*в*) с большой постоянной времени $R_ф C_ф$.

Помехи, обусловленные наводками от внешних источников помех. Источниками магнитных наводок могут быть электродвигатели, электромагниты, электромагнитные реле, трансформаторы питания и т. п. Способы уменьшения уровня магнитных наводок: 1) правильное расположение источников наводок относительно входных цепей и первого каскада; 2) изготовление шасси усилителя из немагнитных материалов (сплавы алюминия, латунь и др.); 3) свивание входных проводов с минимальным шагом (рекомендуются провода с тонкой изоляцией, например марки МГТФ); 4) магнитное экранирование входных цепей и входного трансформатора.

Электрические наводки обусловлены паразитными емкостями монтажа. Источниками электрических наводок являются провода, по которым протекают переменные токи. Для уменьшения электрических наводок на провода и элементы входного каскада их экранируют, заключая в кожух из материала с высокой электрической проводимостью (медь, латунь, алюминиевые сплавы). Кожух электрически соединяют с шасси усилителя.

Практически электрическое экранирование входных проводов выполняют следующим образом. На свитые провода натягивают изоляционную трубку, а поверх нее медную луженую оплетку, которую припаивают к шасси или специальному лепестку, приклепанному к шасси. Металлические корпусы резисторов, конденсаторов и других элементов усилителя должны быть соединены с шасси.

9. Усилители для ЭПУ и электрофонов

Нормы на параметры ЭПУ и электрофонов приведены в табл. VI.5 и VI.6. Питание ЭПУ должно осуществляться от блоков питания аппаратуры, с которой ЭПУ должно работать. Отклонения АЧХ ЭПУ от стандартной должны укладываться в поле допусков (рис. VI.42). Требования к наличию потребительских (эксплуатационных) удобств в электрофонах приведены в табл. VI.7, где буква О означает, что наличие обязательно, буква Н — необязательно.

Особенности усилителей для ЭПУ и электрофонов. Усилители для ЭПУ и электрофонов должны иметь АЧХ, при которой компенсируются неравномерность АЧХ записи и головки звукоснимателя. Стандартная АЧХ записи приведена в табл. VI.8. Подъем в области высших звуковых частот сделан из соображений снижения относительного

Таблица VI.5. **Нормы на параметры ЭПУ (ГОСТ 18631—83)**

Параметр	Нормы по группам сложности			
	0	1	2	3
Граница диапазона воспроизводимых частот				
нижняя, Гц	20	31,5	40	50
верхняя, кГц	20	16	12,5	10
Чувствительность на частоте 1 кГц, мВ · с/см,				
со встроенным корректирующим усилителем	От 70 до 200			
с магнитной головкой звукоснимателя	От 0,7 до 2,0			
с пьезоэлектрической головкой звукоснимателя				
монофонического, не менее	—	—	50	50
стереофонического	—	—	От 70 до 200	
Разделение стереоканалов, дБ, не менее, на частотах				
315 Гц	20	20	10	—
1000 Гц	25	20	15	—
5000 Гц	20	15	10	—
10000 Гц	15	10	6	—
Разбаланс звукоснимателя, дБ, не более				
по чувствительности	1	2	2	—
по АЧХ в диапазоне частот 315...6300 Гц	2	2	3	—
Отношение сигнал/рокот, дБ, не менее				
с фильтром X	—	—	—	30
с фильтром У	70	60	55	—
Отношение сигнал/фон, дБ, не менее				
со встроенным корректирующим усилителем	66	62	55	—
без корректирующего усилителя	70	66	57	53

Таблица VI.6. **Нормы на параметры электрофонов (ГОСТ 11157—80)**

Параметр	Норма для электрофонов группы сложности			
	0	1	2	3
Граница диапазона воспроизводимых частот				
по звуковому давлению *[1]				
нижняя, Гц, не более	31,5	50	80	100*[2]
верхняя, кГц, не менее	20	16	12,5	8*[3]
по электрическому напряжению со входа УНЧ				
нижняя, Гц, не более	20	31,5	40	—
верхняя, кГц, не менее	22	16	12,5	—
Допустимые отклонения АЧХ по электрическому напряжению относительно уровня сигнала на частоте 1000 Гц, дБ				
с линейного входа	±1,5	±1,5	±2,5	—
с корректирующего входа	±2,0	±2,0	—	—
Номинальная выходная мощность каждого стереоканала, Вт	20	10	3	1,5
Коэффициент гармоник в диапазоне воспроизводимых частот по электрическому напряжению при номинальной мощности, %, не более	0,3*[4]	0,7*[4]	1,5	2,5
Коэффициент интермодуляционных искажений, %, не более	1,0	1,5	—	—
Переходное затухание между стереоканалами с линейного входа, дБ, не менее,				
на частоте 1000 Гц	40*[5]	40*[5]	35	30
на частотах от 250 до 10000 Гц	30	30	25	25
Рассогласование усиления стереоканалов в диапазоне частот 250...6300 Гц при изменении положения регулятора громкости, дБ, не более	2*[3]	2*[5]	3	3

*[1] При неравномерности АЧХ 14 дБ.
*[2] При встроенной АС 125 Гц.
*[3] При встроенной АС 7,1 кГц.
*[4] В диапазоне частот 63...12 00 Гц при выходной мощности от номинальной $P_{ном}$ до 0,05 $P_{ном}$, но не ниже 50 мВт на стереоканал; 40...63 Гц и 12500...16000 Гц при выходной мощности от $P_{ном}$ до $0{,}707 P_{ном}$.
*[5] При положении регулятора громкости от максимального до указанного в ТУ.

Параметр	Норма для электрофонов группы сложности			
	0	1	2	3
Напряженне перегрузки сигналом, В,				
с линейного входа	2	2	2	—
с корректирующего входа	0,03	0,03	—	—
Уровень фона и нвводок всего тракта по электрическому напряжению, дБ, не более	—56	—50	—46	—40

Таблица VI.7. Наличие потребительских (эксплуатационных) удобств в электрофонах (ГОСТ 11157—80)

Удобство	Наличие по группам сложности			
	0	1	2	3
Переключатель				
моно-стерео	О	О	О	О*
скачкообразного ослабления громкости	О	О	Н	Н
Фильтр среза НЧ	О	О	Н	Н
Фильтр среза ВЧ	О	О	Н	Н
Отключение тонкомпенсации	О	О	Н	Н
Световой индикатор включения питания	О	О	О	О*[2]
Регулятор громкости	О	О	О	О
Регулятор стереобаланса *[3]	О	О	О	Н
Регулятор тембра по НЧ	О	О	О	Н
Регулятор тембра по ВЧ	О	О	О	О
Розетка для подключения				
магнитофона на воспроизведение	О	О	О	Н
магнитофона на запись	О	О	О	О
тюнера	О	С	Н	Н
сети проводного вещания	Н	Н	О	О
головных стереотелефонов	О	О	Н	Н
дополнительной АС	О	Н	Н	Н
Защита АС от постоянного напряжения	О	О	Н	Н
Электронная защита выхода от короткого замыкания	О	О	Н	Н

* Для монофонических электрофонов — необязательно.
*[2] При питании от автономного источника постоянного тока может быть применен механический индикатор включения.
*[3] Кроме электрофонов с раздельными регуляторами громкости в каждом канале.

Таблица VI.8. Нормированные АЧХ записей на грампластинках и ЭПУ

Частота, Гц	АЧХ записи, дБ	Стандартная АЧХ канала воспроизведения, дБ	АЧХ записи на измерительной пластинке, дБ	Стандартная АЧХ воспроизведения с измерительной пластинки, дБ
20000	+19,6	—19,6	0	—19,6
16000	+17,7	—17,7	0	—17,7
12500	+15,6	—15,6	0	—15,6
10000	+13,7	—13,7	0	—13,7
8000	+11,9	—11,9	0	—11,9
6300	+10	—10	0	—10
5000	+8,2	—8,2	0	—8,2
4000	+6,6	—6,6	0	—6,6

Частота, Гц	АЧХ записи, дБ	Стандартная АЧХ канала воспроизведения, дБ	АЧХ записи на измерительной пластинке, дБ	Стандартная АЧХ воспроизведения с измерительной пластинки, дБ
3150	+5	−5	0	−5
2000	+2,6	−2,6	0	−2,6
1000	0	0	0	0
500	−2,6	+2,6	−2,6	0
250	−6,7	+6,7	−6,7	0
125	−11,6	+11,5	−11,6	−0,1
80	−14,5	+14,2	−14,5	−0,3
63	−15,9	+15,4	−15,9	−0,5
50	−16,9	+16,3	−16,9	−0,6
31,5	−18,5	+17,	−18,5	−1,5
20	−19,3	+17,3	−19,3	−2

уровня шумов и уплотнения записи. Он оказался возможным потому, что частотный спектр большинства музыкальных и речевых программ содержит незначительную долю высокочастотных составляющих. Чтобы АЧХ сквозного канала записи — воспроизведения была горизонтальной, АЧХ канала воспроизведения должна быть обратной стандартной АЧХ записи. Однако стандартная АЧХ канала воспроизведения имеет спад на частотах ниже 80 Гц (см. табл. VI.8), необходимый для ослабления влияния низкочастотных помех от вибраций механизма ЭПУ на качество воспроизведения записи.

Для проверки АЧХ канала воспроизведения и определения ее отклонений от стандартной пользуются специальными измерительными пластинками (ГОСТ 14671—83), фонограмма которых представляет собой ряд записанных в определенной последовательности звуковых сигналов с фиксированными частотами и амплитудами. АЧХ записи на измерительной пластинке отличается от АЧХ записи на обычной пластинке (см. табл. VI.8). Звуковые сигналы в диапазоне частот 1... ...20 кГц записаны с постоянной амплитудой колебательной скорости 2,24 см/с, чтобы избежать перегрузок на высших звуковых частотах. На остальных частотах запись сделана по стандартной АЧХ. При проигрывании измерительной пластинки частотная характеристика выходного напряжения ЭПУ должна соответствовать стандартной АЧХ воспроизведения с измерительной пластинки (см. табл. VI.8). Отклонения от нее должны укладываться в соответствующее поле допусков (см. рис. VI.42).

Для получения требуемой АЧХ канала воспроизведения в тракт усиления вводят специальный корректирующий усилитель (усилитель-корректор). Обычно такой усилитель включают в начале тракта и устанавливают в ЭПУ, чтобы уменьшить уровень наводок. Корректирующий усилитель, предназначенный для работы в высококачественной аппаратуре, должен обладать низким уровнем собственных шумов и нелинейных искажений, широким динамическим диапазоном и необходимой АЧХ. При использовании высококачественных грампластинок с записями музыкальных программ в диапазоне частот от 30 до 18000 Гц и очень широким динамическим диапазоном (амплитуда колебательной скорости до 50 см/с) и магнитных головок звукоснимателей максимально возможное напряжение сигнала на входе предусилителя-корректора может достигать 100 мВ на частоте 1000 Гц и 0,6 В на частоте 12,5 кГц. При использовании магнитных головок с подвижными катушками напряжение сигнала может быть еще большим. Если

предусилитель-корректор имеет чувствительность 2 мВ, перегрузка может превышать 34 дБ.

Чтобы достичь высокой перегрузочной способности предусилителя-корректора, необходимо увеличивать нагрузочную способность его выходного каскада и коэффициент усиления самого предусилителя-корректора без ООС [18]. Для этого можно увеличить ток транзисто-

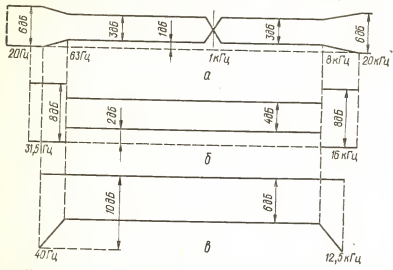


Рис. VI.42. Поля допусков для отклонений АЧХ ЭПУ и электрофонов от стандартной.

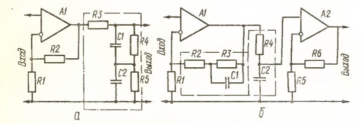


Рис. VI.43. Схемы включения корректирующих цепей в предусилителях-корректорах:
а — пассивная коррекция; *б* — пассивная и активная коррекции.

ров выходного каскада, однако предпочтительнее применить в нем источник тока или выполнить его двухтактным, работающим в режиме класса А. В этих случаях удается повысить усиление корректирующего усилителя, одновременно снизив вносимые им искажения. Чтобы получить широкий диапазон воспроизводимых частот предусилителя-корректора с разомкнутой цепью ООС, что необходимо для уменьшения динамических искажений, и достаточный запас устойчивости, следует уменьшать число каскадов усиления, охватываемых петлей ООС, и использовать опережающую фазовую коррекцию, причем такую, которая как можно меньше сужает диапазон воспроизводимых

частот усилителя с разомкнутой цепью ООС. Поскольку цепи фазовой коррекции обычно подбираются экспериментально, трудоемкость наладки усилителя возрастает.

В некоторых случаях применяют так называемую пассивную коррекцию АЧХ предусилителя-корректора. Четырехполюсник, формирующий стандартную АЧХ, включают на выходе высоколинейного усилителя (рис. VI.43, *а*). Такой предусилитель-корректор, как правило, более устойчив, вносит меньшие динамические искажения, поскольку глубина ООС в нем постоянная во всем диапазоне воспроизводимых частот, а не увеличивается, как обычно, с ростом частоты. Кроме того, в таком предусилителе можно более точно сформировать требуемую АЧХ на частотах выше 20 кГц. Однако перегрузочная способность такого предусилителя оказывается недостаточной, особенно на

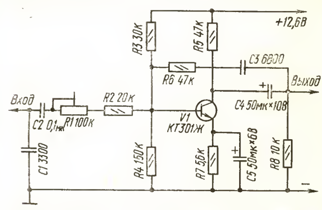


Рис. VI.44. Схема предусилителя-корректора для электрофона с пьезоэлектрической головкой звукоснимателя.

высших частотах. Для повышения перегрузочной способности предусилителя можно использовать две пассивные корректирующие цепи, включенные после первого и второго каскадов трехкаскадного предусилителя. Учитывая то, что динамические искажения возникают на частотах выше 1000 Гц, можно упростить усилитель,применяя на этих частотах пассивную коррекцию, а на более низких — активную (рис. VI.43,*б*). Пассивная коррекция осуществляется *RC*-цепью, включенной между усилителями *A1* и *A2*, а активная — цепью ООС, охватывающей усилитель *A1*. Постоянная времени цепочки *R3C1* равна 318 мкс, цепочки *R2C1* — 3180 мкс, цепочки *R4C2* — 75 мкс.

Для снижения помех от вибрации механизма ЭПУ в предусилитель-корректор вводят заградительный фильтр инфранизких частот с частотой среза 20...30 Гц (рокот-фильтр).

Схемы предусилителей-корректоров. На рис. VI.44 приведена схема предусилителя-корректора, предназначенного для коррекции АЧХ в электрофоне с пьезоэлектрическим звукоснимателем. Поскольку АЧХ такого звукоснимателя при низкоомной нагрузке имеет завал в области низких частот, необходим подъем этих частот в предусилителе-корректоре. Для этого предусилитель охвачен ООС через цепь *R6C3*. Резистор *R1* служит для подстройки под определенную головку звукоснимателя. Конденсатор *C2* ослабляет влияние помех от механизма ЭПУ. Коэффициент передачи предусилителя на частоте 1 кГц около 1,

если сопротивление *R1* равно 20 кОм. Верхняя граница диапазона рабочих частот определяется только головкой звукоснимателя.

Схема высококачественного предусилителя-корректора с большой перегрузочной способностью, предназначенного для работы с магнитной головкой звукоснимателя, приведена на рис. VI.45. Большая перегрузочная способность усилителя (34 дБ) достигнута применением в выходном каскаде источника тока на транзисторе *VT3*. На транзисторах *VT1* и *VT4* выполнены каскады усиления напряжения, на транзисторе *VT2* — эмиттерный повторитель. В цепь эмиттера транзистора включена цепь ПОС *R12C6*, повышающая сопротивление нагрузки первого каскада по переменному току, что позволило увеличить в три-четыре раза усиление предусилителя-корректора с разомкнутой пет-

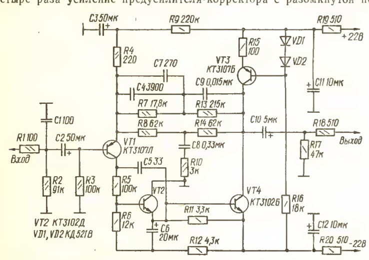


Рис. VI.45. Схема предусилителя-корректора для электрофона с магнитной головкой звукоснимателя.

лей ООС и соответственно во столько же раз уменьшить нелинейные искажения при введении ООС. Входной фильтр *R1C1* ослабляет высокочастотные наводки, конденсатор *C5* осуществляет фазовую коррекцию. Цепь формирования стандартной АЧХ образована элементами *R7*, *R13*, *C4*, *C7*, *C9* и нагружена резистором *R4*, сопротивление которого определяет коэффициент усиления всего предусилителя-корректора. Рокот-фильтр выполнен на элементах *R8*, *R14*, *C8*, *R10*, имеет частоту среза 31,5 Гц и крутизну спада АЧХ 6 дБ на октаву. Основные технические характеристики предусилителя-корректора: коэффициент усиления 40 дБ на частоте 1000 Гц, отклонение АЧХ от стандартной не более ± 0,3 дБ в диапазоне частот 50...20000 Гц, коэффициент гармоник не более 0,01 % в диапазоне частот 40...16000 Гц при выходном напряжении 0,5 В, отношение сигнал/шум (взвешенное по кривой МЭК-А) 80 дБ при частоте 1000 Гц и входном напряжении 5 мВ, входное сопротивление 47 ± 2 кОм. При выходном напряжении 10 В коэффициент гармоник 0,015 % при частоте 1000 Гц и 0,022 % при частоте 40 Гц [18].

В частотозадающих цепях предусилителя-корректора следует применять конденсаторы с отклонением емкости от номинальной не более

Таблица VI. 9. Основные характеристики электрофонов

Тип	Номинальный диапазон воспроизводимых частот, Гц	Номинальная выходная мощность, Вт	Коэффициент гармоник, %, не более	Потребляемая мощность, Вт	Тип ЭПУ	Тип АС
«Арктур-004-стерео»	40...20000	2×25	0,2	150	G-602	25АС-109
«Арктур-005-стерео»	31,5...20000	2×35	0,5	65	G-2021	35АС-024
«Электроника-Д1-012-стерео»	40...20000	2×20	0,3	120	...	25АС-326
«Вега-108-стерео»	31,5...16000	2×10	0,7	100	G-602	15АС-208
«Вега-109-стерео»	50...18000	2×10	0,7	80	G-602	15АС-109
«Каравелла-203-стерео»	50...12500	2×3	0,3	40	...	3АС-508
«Лидер-206-стерео»	80...12000	2×4	0,2	35	...	2ГД-40, 4ГД-35
«Россия-102-стерео»	31,5...16000	2×20	0,5	80	IЭПУ-95СМ	35АС-018
«Ноктюрн-212-стерео»	80...12500	2×4	1,5	30	IIIЭПУ-62СП	6АС-519
«Россия-321-стерео»	80...12500	2×2	2	40	IIIЭПУ-74С	4ГД-35
«Лидер-306»	50...10000	4	2	16	...	2ГД-40
«Радиотехника-301-стерео»	80...12500	2×6	1,5	50	IIIЭПУ-62СП	6АС-221
«Россия-323»	80...12500	1,5	2,5	30	IIIЭПУ-76	—

$\pm$ 5 %, резисторы — с отклонением сопротивления от номинального не более $\pm$ 2 %. Транзистор КТ3107Л можно заменить на КТ3107 с буквенными индексами Д, Е, Ж, а КТ3102Д — на КТ3102 с индексом А или Б. Диоды КД521В можно заменить любыми кремниевыми, однако при этом может потребоваться регулировка тока выходного каскада резистором *R15*.

Основные электрические параметры промышленных электрофонов приведены в табл. VI.9.

10. Усилители для магнитофонов

Усилители воспроизведения предназначены для предварительного усиления сигналов, поступающих от воспроизводящей (ГВ) или универсальной (ГУ) головки, и коррекции АЧХ тракта воспроизведения. Особенности УВ следующие: 1) работа при слабых сигналах на входе (ЭДС, развиваемая ГВ, не превышает нескольких милливольт); 2) внутреннее сопротивление источника сигнала (магнитной головки) зависит от частоты и изменяется в широких пределах; 3) неравномерность АЧХ, необходимая для коррекции, может достигать 20...25 дБ.

Основные трудности, встречающиеся при разработке УВ, заключаются в достижении достаточно низкого уровня собственных шумов и минимального уровня нелинейных искажений. Получение необходимой АЧХ особых трудностей не представляет.

Общие рекомендации по построению малошумящих усилителей приведены в § 8. Поскольку шумовые свойства усилительного каскада зависят от внутреннего сопротивления источника сигнала, при выборе режима транзистора первого каскада УВ необходимо учитывать полное сопротивление ГВ или ГУ. Например, для транзистора типа КТ3102 оптимальный ток коллектора, при котором коэффициент шума минимален, составляет 100...300 мкА при сопротивлении источника сигнала 1 кОм и 30...60 мкА при 10...100 кОм. Полное сопротивление магнитной головки можно определить по формуле

$$|Z| = \sqrt{(2\pi F L_г)^2 + R_г^2},$$

где F — частота; $L_г$ — индуктивность головки; $R_г$ — сопротивление головки постоянному току. На высоких частотах $|Z| \approx 2\pi F L_г$. Основные параметры магнитных головок приведены в табл. VI.10 и VI.11.

Чтобы увеличить напряжение полезного сигнала на входе УВ, необходимо применять головки с большой индуктивностью (свыше 100 мГн). Однако в этом случае УВ должен иметь достаточно большое входное сопротивление. В противном случае появляется дополнительный спад АЧХ на ВЧ и, следовательно, требуется дополнительная коррекция АЧХ, приводящая к ухудшению шумовых характеристик канала воспроизведения. Кроме того, требование большого входного сопротивления УВ противоречит условию получения минимального относительного уровня шумов.

При подключении ГВ или ГУ ко входу УВ через конденсатор увеличивается модуль полного сопротивления источника сигнала (головка — конденсатор), что приводит к росту уровня шумов. Кроме того, конденсатор вносит дополнительный шум, уровень которого тем больше, чем меньше емкость и добротность конденсатора. Непосредственное подключение головки к входу УВ возможно при питании УВ от двух разнополярных источников (в этом случае потенциал базы входного транзистора может быть близким к нулю), при выполнении первого каскада УВ на ПТ, который может работать при нулевом на-

Таблица VI.10. Основные параметры унифицированных магнитных головок

Тип*	Индуктивность, мГн	Ширина рабочего зазора, мкм	ЭДС воспроизведения*[2], мВ	Ток записи*[3] мА	Ток подмагничивания*[3], мА
3Д12Н.2.О	45...75	1,5	0,23	0,15	1,5
3Д12Н.21.О	60...100	1,8	0,36	0,3	1,5
6Д12В.1	480...820	3	1,6	0,085	0,85
6Д12П.2.О	950...1350	4	2,4	0,06	0,8
6Д12Н.3.О	40...60	3	0,47	0,28	2,8
3АВ24	7,2...10,8	3	—	...	...
	115...185	1	0,29	—	—
3Д24Н.1	55...90	1,5	0,15	0,15	1,0
3Д24Н.1.О	55...90	1,5	0,15	0,2	1,2
3Д24Н.1.У	55...90	1,5	0,17	0,12	0,5
3Д24.041	100...160	1,5	0,25	...	...
3Д24.051	55...90	2	0,3	...	...
3Д24.080	110...190	1,5	0,35	...	...
3Д24.081	100...170	1,5	0,3	...	...
3Д24.221	85...145	1,8	0,26	...	...
6Д24Н.4.У	15...25	7	—	0,45	2,7
6В24Н.4.У	60...95	3	0,375	—	—
6Д24Н.1.О	60...95	3	0,33	0,27	1,8
6Д24Н.4.О	60...95	3	0,38	0,3	2,2
3Д24Н.21.О	60...100	1,8	0,23	0,15	0,75

*Первая цифра — ширина магнитной ленты, для работы с которой предназначена головка (3 — 3,81 мм, 6 — 6,25 мм); первая буква (или две буквы) — назначение головки (А — записывающая, В — воспроизводящая, АВ — блок записывающей и воспроизводящей головок, Д — универсальная); вторая цифра — максимальное число одновременно записываемых или воспроизводимых дорожек фонограммы; третья цифра — максимальное число дорожек фонограммы, располагаемых по ширине магнитной ленты; буква после третьей цифры — особенность применения головки (Н — головка с низким импедансом, П или В — с высоким импедансом); цифры после точки — номер модификации головки; буква в конце — категория головки (О — обычная, У — улучшенная).

*[2] При эффективном остаточном магнитном потоке измерительной ленты 256 нВб/м и частоте 1 кГц.

*[3] Для магнитных лент типов А4403-6 и А4203-3.

Таблица VI.11. Основные параметры магнитных головок некоторых магнитофонов

Название	Назначение	Индуктивность	Ширина рабочего зазора	ЭДС воспроизведения*, мВ	Ток записи, мА	Ток подмагничивания, мА
«Дельфин-302»	У	62	3	0,3	0,3	3,0
«Иней-302»	У	38...62	3	0,3	0,3	3,0
«Комета-201»	У	900	8	2,7	0,1	0,9
«Комета-206», «Лира-206»	У	130	5	0,4	0,25	3,0
«Яуза-206»	У	900	3	2,0	0,08	0,8
«Яуза-207»	У	50	3	0,3	0,35	2,5
«Яуза-209»	У	60...100	3	0,36	0,25	2,5
«Яуза-212»	В	50	3	0,3	—	—
	З	20	8	—	0,35	3,5

Примечание. В графе «Назначение» буквы означают: В — воспроизводящая; З — записывающая; У — универсальная.

*При эффективном остаточном магнитном потоке измерительной ленты 256 нВб/м и частоте 1 кГц.

пряжении на затворе (см. рис. VI.10,*а*), а также при использовании специальных схем, которые позволяют компенсировать постоянное напряжение, поступающее на головку со входа УВ.

Для уменьшения уровня собственных шумов УВ первый каскад выполняют на БТ с большим статическим коэффициентом передачи тока $h_{21Э}$, включенном по схеме с ОЭ и работающем в режиме микротоков. Снизить уровень шумов можно, включив во входном каскаде параллельно *n* транзисторов. При этом максимальный выигрыш по шумам, равный $\sqrt{n}$, достигается при коротком замыкании на входе. Однако одновременно в *n* раз уменьшается входное сопротивление УВ. Поэтому выигрыш по шумам при подключении ОВ уменьшается, и тем больше, чем больше модуль полного сопротивления головки.

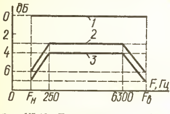


Рис. VI.46. Поля допусков для АЧХ канала воспроизведения по измерительной ленте.

АЧХ УВ представляет собой зависимость напряжения сигнала на выходе от частоты при постоянной ЭДС ГВ. Для того чтобы на данном магнитофоне можно было воспроизводить фонограммы, записанные на других магнитофонах, строго нормируют АЧХ тракта воспроизведения (ГВ — УВ). На рис. VI.46 приведены поля допусков для АЧХ канала воспроизведения по измерительной ленте (ГОСТ 24863—81) бытовых магнитофонов. Нормы на некоторые электрические параметры бытовых магнитофонов приведены в табл. VI.12. Переходное затухание между стереоканалами должно быть не менее 26 дБ на частоте 1000 Гц и не менее 20 дБ — на частотах 250...6300 Гц. Напряжение питания — 6; 9 или 12 В с допускаемыми отклонениями +10 и — 30 % (для переносных и носимых магнитофонов).

Таблица VI.12. Нормы на некоторые электрические параметры бытовых магнитофонов

Параметр	Норма для группы сложности				
	0	1	2	3	4
Диапазон рабочих частот на линейном выходе					
нижняя граница, Гц	31,5	31,5	40	40	63
верхняя граница, кГц	22	18	14	12,5	8
Относительный уровень шумов и помех в канале записи-воспроизведения, дБ, не более	—60	—58	—54	—50	—46
Коэффициент гармоник на линейном выходе, %, не более	1,5	2	3	4	5
Рассогласование АЧХ стереоканалов воспроизведения на линейном выходе в диапазоне частот 250... 6300 Гц, не более	2	2	3	—	—

Требования к АЧХ УВ зависят от параметров ГВ и ее АЧХ, снятой при воспроизведении фонограммы с измерительной ленты. На рис. VI.47 показаны примерные АЧХ ГВ и ГУ с рабочим зазором 3 мкм при воспроизведении фонограммы с измерительной ленты, записанной в соответствии со стандартом DIN 45513 (ФРГ). ЭДС головки при воспроизведении фонограммы с неизменным остаточным магнит-

ным потоком пропорциональна частоте, поэтому АЧХ головки представляет собой наклонную прямую с крутизной около 6 дБ/окт (в средней части диапазона рабочих частот). В области высших рабочих частот крутизна АЧХ ГВ уменьшается до нуля, а затем изменяет знак (ЭДС головки уменьшается). Это обусловлено главным образом щелевыми потерями и частично частотными потерями (в магнитных материалах). Щелевые потери зависят от эффективной ширины рабочего зазора головки и скорости ленты. На частоте 18 кГц щелевые потери достигают 6...7 дБ при скорости ленты 9,53 см/с и 2 дБ при скорости 19,05 см/с. Частотные потери обусловлены уменьшением эффективной магнитной проницаемости материалов. Подъем АЧХ головки в области низших частот обусловлен тем, что для улучшения отношения сигнал/шум запись на этих частотах выполнена с бо́льшим, чем на

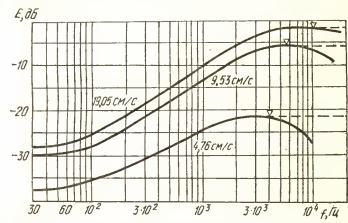


Рис. VI.47. Примерные АЧХ воспроизводящих и универсальных (в режиме воспроизведения) магнитных головок.

средних частотах, уровнем. При воспроизведении подъем компенсируют завалом низших частот. В результате уровень шумов на этих частотах снижается на 6...12 дБ.

Чтобы получить горизонтальную АЧХ тракта воспроизведения, АЧХ УВ должна быть обратной АЧХ головки (см. рис. VI.47), т. е. в области средних частот АЧХ должна иметь спад в сторону высших частот с крутизной 6 дБ/окт. В области высших частот, начиная с некоторой частоты (на рис. VI.47 она отмечена треугольником), АЧХ должна быть горизонтальной. На частотах ниже 100...150 Гц АЧХ УВ также должна быть близка к горизонтальной.

В типовых УВ требуемая АЧХ в области низких и средних частот формируется, как правило, с помощью цепи, состоящей из двух резисторов и конденсаторов. Обычно эту цепь используют для создания частотно-зависимой ООС с выхода УВ в цепь эмиттера транзистора первого (иногда второго) каскада (рис. VI.48,*а*). По мере увеличения частоты глубина ООС и, следовательно, входное сопротивление УВ возрастают, а усиление снижается. Таким образом, при сравнительно малом сопротивлении для переменного тока в цепи эмиттера первого каскада удается избавиться от спада АЧХ на высших частотах, обусловленного влиянием источника сигнала (см. выше). При этом достигается наименьший уровень шумов. Кроме того, благодаря общей

ООС УВ обладает высокой перегрузочной способностью, низким коэффициентом гармоник и небольшой динамической входной емкостью. Если выходной каскад УВ собран по схеме с ОЭ, корректирующая цепь шунтирует нагрузку этого каскада, что приводит к изменению АЧХ. При увеличении сопротивлений резисторов корректирующей цепи это влияние уменьшается, однако может повыситься уровень шумов. Поэтому целесообразно выполнение последнего каскада УВ по схеме эмиттерного повторителя.

Постоянная времени $\tau_1 = R3C3$ (см. рис. VI.48,*а*) зависит от параметров ГВ и магнитной ленты, а также от скорости ленты. При использовании унифицированных головок и магнитных лент с рабочим слоем на основе Fe_2O_3 при скорости ленты 19,05 см/с $\tau_1 = 50$ мкс, при скорости 9,53 см/с — 90 мкс и при скорости 4,76 см/с — 120 мкс. При использовании магнитных лент с рабочим слоем на основе FeCr, CrO_2, Ме при скорости ленты 4,76 см/с $\tau_1 = 70$ мкс.

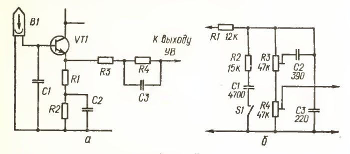


Рис. VI.48. Схемы коррекции АЧХ в УВ:
а — в цепи ООС; *б* — между каскадами.

Постоянная времени $\tau_2 = R4C3$ (см. рис. VI.48,*а*) в УВ, работающих с унифицированными ГВ, должна составлять 3180 мкс при скоростях ленты 19,05 и 9,53 см/с и 1590 мкс при скорости 4,76 см/с.

Для коррекции АЧХ в области высших частот обычно используют колебательный контур, образованный магнитной головкой и конденсатором и настроенный на максимальную рабочую частоту. Степень коррекции АЧХ можно уменьшить, шунтируя контур резистором. Конденсатор контура коррекции устраняет наводку на вход УВ с частотой подмагничивания. При износе или замене ГВ требуется подстройка контура. Иногда в схему УВ вводят специальную цепь, позволяющую регулировать АЧХ в области высших частот при износе или замене ГВ (*R1R3C2C3* на рис. VI.48,*б*). Ее включают между каскадами усилителя.

В кассетных магнитофонах при использовании высококоэрцитивных магнитных лент (с рабочим слоем на основе FeCr, CrO_2, Ме) включают дополнительную цепь коррекции АЧХ, чтобы получить требуемую в этом случае АЧХ (*R1R2C1* на рис. VI.48,*б*).

Схема простого УВ приведена на рис. VI.49. Диапазон рабочих частот УВ — 20...20000 Гц, относительный уровень шумов (взвешенный по МЭК-А) — не более — 65 дБ, коэффициент гармоник — не более 0,1 % при выходном напряжении 0,3 В, коэффициент усиления при разомкнутой цепи ООС — 5000...14000 (в зависимости от параметров транзисторов). Первый каскад имеет высокоомную нагрузку (второй каскад на ПТ) и, следовательно, большое усиление, поэтому определяет уровень шумов всего УВ. Стабилизация режима осущест-

ляется с помощью глубокой ООС по постоянному току и инфранизким частотам через ФНЧ *R3C4R6*. Для формирования АЧХ в цепь ООС по переменному току включена цепь *R4R5C6R8*, имеющая стандартные постоянные времени для скорости ленты 19,05 см/с. Постоянная составляющая тока базы транзистора *VT1* очень мала (не более 0,5 мкА), поэтому подмагничивание ГВ практически не влияет на ее параметры [33].

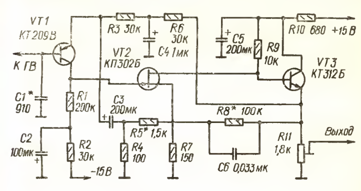


Рис. VI.49. Схема простого УВ.

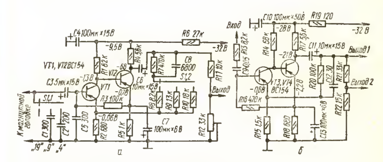


Рис. VI.50. Схема УВ магнитофона «Royal de Lux»:
а — корректирующего; *б* — дополнительного.

В первом каскаде УВ можно применить также транзисторы типов КТ3107Е (Ж, Л), во втором — транзисторы типов КП302А (Г), в третьем — типов КТ312, КТ315, КТ3102 с любым буквенным индексом.

На рис. VI.50 приведена схема УВ магнитофона «Royal de Luxe» фирмы «Uher». Усилители выполнены на малошумящих транзисторах. Транзистор первого каскада работает в режиме микротоков. Основная коррекция АЧХ осуществляется в цепи глубокой ООС, охватывающей два первых каскада. Цепь, состоящая из конденсатора *C8* и одного из резисторов *R8—R10* (в зависимости от скорости ленты), определяет форму АЧХ в области средних частот, цепь *R7C8* — в области низших частот. Для упрощения коммутации элементы цепи *R7C8* остаются неизменными при изменении скорости ленты. Коррекция в области высших частот осуществляется параллельным колебательным контуром, состоящим из ГВ (индуктивность около 130 мГн) и конденсаторов

C1, *C2*, *C5* (в зависимости от скорости ленты). Частота настройки этого контура примерно 22 кГц при скорости ленты 19,05 см/с, примерно 16 кГц при скорости 9,53 см/с и примерно 9 кГц при скорости 4,76 см/с. Степень коррекции в области высших частот можно изменять подбором сопротивления шунтирующего резистора (на схеме не показан) или смещением резонансной частоты контура. Коэффициент усиления напряжения корректирующего усилителя (рис. VI.50,*а*) на частоте 1 кГц при скорости ленты 19,05 см/с около 35 (с учетом коэффициента передачи делителя *R1R12*, который предназначен для выравнивания усиления стереоканалов). Усилитель на транзисторах *VT3*, *VT4* (рис. VI.50,*б*) имеет плоскую АЧХ в диапазоне рабочих частот и предназначен для дополнительного усиления сигнала до уровня, необходимого для подачи на линейный выход (250 мВ) и вход усилителя мощности. В качестве транзисторов *VT1*, *VT2* и *VT3* можно использовать

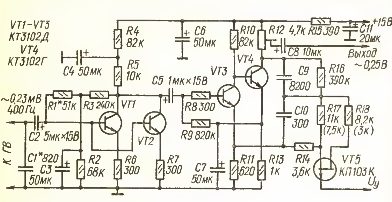


Рис. VI.51. Схема УВ любительского магнитофона.

отечественные транзисторы типов КТ361Б, КТ361Г, КТ361Е, отобранные по обратному току коллектора (не более 0,1 мкА) и статическому коэффициенту передачи тока $h_{21э}$ (не менее 250). Транзистор *VT4* должен иметь допустимое напряжение коллектор — эмиттер не менее 30 В. Можно использовать транзистор типа КТ361Г или КТ361Е.

УВ, собранный по схеме, приведенной на рис. VI.50, можно использовать в магнитофоне с магнитной головкой, имеющей индуктивность 60...70 мГн, однако уровень шумов будет примерно на 2 дБ больше. Снижение отдачи головки в этом случае компенсируется изменением коэффициента передачи делителя *R1R12* или повышением усиления в дополнительном усилителе (за счет увеличения сопротивления резистора *R20*). Достоинство усилителя — пониженная чувствительность к наводкам от генератора тока стирания и подмагничивания благодаря шунтированию входа конденсаторами *C1*, *C2*, *C5*, недостаток — необходимость использования переключателя на два направления, сопряженного с переключателем скорости ленты. Этот недостаток устраняется применением электромагнитных реле.

На рис. VI.51 приведена схема УВ на транзисторах, предназначенного для использования в сетевых катушечных и кассетных магнитофонах. Диапазон рабочих частот УВ — 20...18000 Гц, номинальное выходное напряжение — 250 мВ, относительный уровень шумов (взве-

шенных по МЭК-А) в кассетном магнитофоне составляет — 61 дБ с ГУ типа 3Д24Н.21.О при $\tau_1 = 120$ мкс и —64 дБ при $\tau_1 = 70$ мкс, в катушечном магнитофоне с ГУ типа 6Д24Н.4.О —67 дБ при $\tau_1 = 90$ мкс (скорость ленты 9,53 см/с) и —70 дБ при $\tau_1 = 50$ мкс (скорость ленты 19,05 см/с), потребляемый ток 1,5 мА [16].

Входной каскад собран на двух параллельно включенных БТ со статическим коэффициентом передачи тока $h_{21э}$ около 140, работающих в режиме микротоков ($I_К = 43$ мкА). В каскаде применена комбинированная стабилизация режима транзисторов (см. п. 3). Сравнительно большое сопротивление резистора *R4* способствует получению режима микротоков и хорошей фильтрации питающего напряжения в развязывающем фильтре *R4C4*. Отдельные резисторы в цепях эмиттеров транзисторов *VT1*, *VT2* способствуют выравниванию режимов. Входное сопротивление каскада около 35 кОм, коэффициент усиления около 20. Входной каскад достаточно линеен и имеет значительный запас по перегрузке (с учетом характера реального музыкального сигнала).

Транзистор *VT3* также работает в режиме микротоков с ООС по постоянному и переменному токам, поэтому имеет входное сопротивление, которое во много раз больше сопротивления резистора *R5*. Коррекция АЧХ осуществляется с помощью частотно-зависимой ООС, охватывающей второй и третий каскады. Постоянная времени τ_2 определяется элементами *R16* и *C9*. Цепи, определяющие постоянную времени τ_1, коммутируются электронным ключом, выполненным на ПТ. При подаче на его затвор напряжения $U_у = +12$ В сопротивление канала (сток — исток) велико и $\tau_1 = (R14 + R17)\,C9 = 120$ мкс. Если напряжение $U_у = 0$, сопротивление канала мало, и постоянная времени τ_1 уменьшается до 70 мкс. При использовании УВ в катушечном магнитофоне сопротивления резисторов *R17* и *R18* должны быть равны указанным в скобках. В этом случае закрытое состояние ПТ соответствует $\tau_1 = 90$ мкс, а открытое — $\tau_1 = 50$ мкс.

При разомкнутой цепи ООС коэффициент усиления второго каскада близок к 20, третьего каскада — к 140, при замкнутой цепи ООС и $\tau_1 = 120$ мкс общий коэффициент усиления второго и третьего каскадов равен около 25 на частотах 6...8 кГц и около 80 на частоте 400 Гц. Колебательный контур, образованный ГВ и конденсатором *C1*, настраивают на частоту 18 кГц. Емкость конденсатора *C1* указана для случая использования магнитной головки типа 6Д24Н.4.О. Требуемый подъем АЧХ (4...6 дБ) получают подбором резистора *R1*. Во избежание самовозбуждения усилителя на инфранизких частотах не следует увеличивать емкость конденсатора *C5* сверх указанного на схеме значения. Конденсаторы *C2* и *C5* должны иметь как можно меньший ток утечки.

Схема УВ магнитофона «Маяк-010-стерео» приведена на рис. VI.52. Диапазон рабочих частот УВ от 30 до 18000 Гц, относительный уровень шумов (взвешенных по МЭК-А) не хуже — 63 дБ при ЭДС ГВ 300 мкВ и индуктивности ГВ 80 мГн, коэффициент гармоник не более 0,3 % при выходном напряжении 2 В, диапазон регулировки выходного напряжения не менее 4 дБ, высокочастотной коррекции — не менее 8 дБ. Транзистор *VT1* работает в режиме микротоков ($I_К = 40$ мкА). В УВ имеются две независимые цепи ООС. С помощью 100 %-ной ООС по напряжению, охватывающей весь усилитель через ИСТ на транзисторе *VT2*, осуществляется температурная стабилизация режима входного каскада. Для формирования стандартной АЧХ введена ООС через цепь *R12*, *C6*, *R9*, *R5*, *R7*, *R8*, *R10*, *R2*, *C4*. Постоянная времени τ_2 определяется произведением *C6R12*, постоянная времени τ_1 — сопротивлением резисторов *R2*, *R5*, *R7—R10* и ем-

костью конденсатора $C6$ и равна 120 мкс, если управляющее напряжение $U_{y1} = +15$ В. При $U_{y1} = -15$ В открывается транзистор $VT3$, шунтирующий резистор $R9$. При этом τ_1 уменьшается до 70 мкс. На высших частотах АЧХ формируется путем подачи напряжения ПОС в колебательный контур, образованный ГВ и конденсатором $C1$ и настроенный на частоту 18 кГц. Глубину ПОС регулируют резистором $R3$. На выходе УВ последовательно с нагрузкой включен электронный ключ на транзисторе $VT4$, пропускающий сигнал на выход в режиме

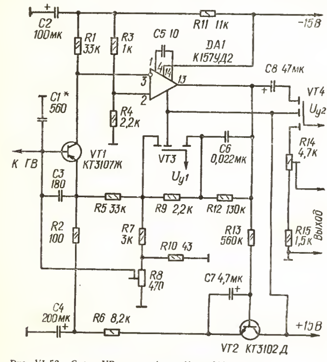


Рис. VI.52. Схема УВ магнитофона «Маяк-010-стерео».

воспроизведения ($U_{y2} = -15$ В) и преграждающий ему путь в режиме перемотки ленты ($U_{y2} = +15$ В).

Схемы УВ на основе ИМС приведены на рис. VI.53. Основные параметры УВ, схема которого показана на рис. VI.53,*а*, следующие: коэффициент усиления около 1000 при частоте 400 Гц, уровень шумов в полосе частот 20...20000 Гц не более −54 дБ при выходном напряжении 250 мВ, индуктивности ГВ 65 мГн, сопротивлении ГВ постоянному току 10 Ом, $\tau_1 = 70$ мкс, $\tau_2 = 3180$ мкс; коэффициент гармоник не более 0,2 % при частоте 400 Гц и выходном напряжении 1В; входное сопротивление около 60 кОм, выходное сопротивление не более 300 Ом; потребляемый ток не более 6 мА [24].

Для формирования АЧХ используется ООС через цепь $R3R4C5$ со стандартными постоянными времени. С помощью резистора $R1$ регулируют степень подъема АЧХ на высших частотах, с помощью

резистора *R6* — коэффициент усиления УВ. Для нормальной работы ИМС в УВ сопротивления резисторов должны удовлетворять условиям: $R2 \leqslant 100$ Ом, $R3 \geqslant 6{,}8$ кОм, емкость конденсатора *C2* выбирают в пределах 5...20 мкФ, конденсатора *C3* — в пределах 50... ...200 мкФ. От емкости конденсатора *C3* зависит коэффициент усиления на самых низких частотах. Без конденсатора *C1* УВ работает неустойчиво. Введение ПОС для коррекции АЧХ на высших частотах в данном УВ недопустимо [24]. Соотношение сопротивлений резисторов *R3* и *R2* определяет коэффициент усиления УВ в области минимума АЧХ

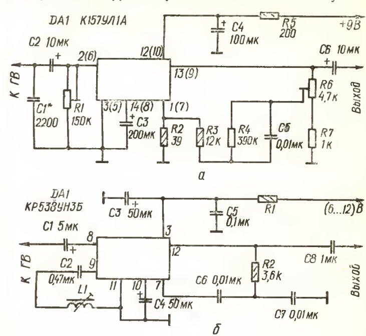


Рис. VI.53. Схемы УВ на основе ИМС:
а — типа К157УЛ1А; *б* — типа КР538УН3Б.

(6...8 кГц). Коэффициент усиления на частоте 400 Гц можно определить по формуле $K_U = 400/R2C5$, где *C5* — емкость, мкФ; *R2* — сопротивление, Ом. Контур, образованный ГВ и конденсатором *C1*, настраивают на максимальную рабочую частоту.

Усилитель на ИМС типа КР538УН3Б характеризуется уровнем шумов не хуже —74 дБ и коэффициентом гармоник не более 0,2 % при выходном напряжении 1 В [23]. Основная корректирующая цепь *R1C6C7* является частью петли ООС. Последовательный колебательный контур *L1C2* включен в другую петлю ООС и создает подъем АЧХ на 3 дБ на максимальной рабочей частоте.

Поскольку УВ на ИМС можно сделать компактным, целесообразно размещать его рядом с ГВ. При этом часто удается обойтись без экранирования УВ.

Усилители записи предназначены для усиления напряжения, поступающего на вход от различных источников сигнала (микрофона,

звукоснимателя, тюнера и др.), и создания предыскажений (искажений АЧХ, вводимых с определенной целью). К УЗ предъявляются требования достаточно малого уровня собственных шумов и вносимых нелинейных искажений. Выходной каскад УЗ должен допускать перегрузку, что необходимо для неискаженного усиления пиков сигнала, не регистрируемых индикатором уровня записи. Для исключения влияния нагрузки УЗ (индуктивное сопротивление ГЗ) на АЧХ канала записи выходной каскад УЗ должен иметь большое выходное сопротивление (значительно больше полного сопротивления ГЗ на наивысшей частоте), т. е. работать в режиме генератора тока. Записывающая головка подключается к выходу УЗ так, чтобы к ней можно было подвести ток высокочастотного подмагничивания.

АЧХ УЗ представляет собой зависимость тока в ГЗ от частоты при постоянном напряжении сигнала на входе. Она должна иметь

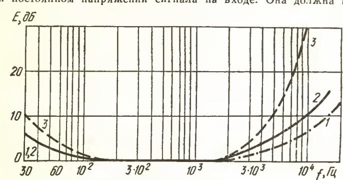


Рис. VI.54. АЧХ УЗ для разных скоростей ленты: *1* — 19,05; *2* — 9,53; *3* — 4,76 см/с.

подъемы на низших и высших частотах (рис. VI.54). Подъем на высших частотах необходим не только для компенсации потерь в ГЗ и магнитоносителе (магнитной ленте), но и для предыскажений, подъем на низших частотах — только для предыскажений. Введение частотных предыскажений при записи позволяет уменьшить усиление тракта воспроизведения на низших и высших частотах и, следовательно, уровень собственных шумов этого тракта. Некоторое повышение уровня шумов УЗ, обусловленное предыскажениями, не ухудшает шумовые свойства сквозного канала запись — воспроизведение, поскольку одновременно повышается уровень сигнала на низших и высших частотах.

Частотные предыскажения при записи не должны быть слишком большими во избежание перемагничивания ленты на краях диапазона рабочих частот, приводящего к резкому увеличению нелинейных искажений. В связи с этим введено рациональное распределение коррекции между УВ и УЗ. Частотные предыскажения при записи должны быть такими, чтобы АЧХ сквозного тракта запись — воспроизведение в магнитофоне со стандартным трактом воспроизведения имела в диапазоне рабочих частот неравномерность в пределах допускаемых стандартом отклонений (см. рис. VI.46).

АЧХ УЗ, при которой получается необходимая АЧХ сквозного канала запись — воспроизведение, зависит от типа применяемой магнитной ленты и параметров ГЗ. Показанная на рис. VI.54 АЧХ УЗ относится к случаю использования магнитных лент типов А4307-6В,

А4309-6Б, А4407-6Б, А4409-6Б и магнитных головок магнитофонов «Ростов-101-стерео», «Ростов-102-стерео», «Илеть-101-стерео» и т. п.

При выборе магнитных головок для тракта записи необходимо учитывать, что для высококачественной записи более пригодны ГЗ, чем ГУ. Первые отличаются бо́льшим рабочим зазором, что способствует промагничиванию на бо́льшую глубину рабочего слоя ленты и ослаблению размагничивающего действия полей рассеяния высокочастотного подмагничивания на высших рабочих частотах. В результате остаточная намагниченность ленты на частотах 12...20 кГц с ГЗ на 2...3 дБ больше, чем с ГУ. Кроме того, ГЗ имеет задний зазор, что снижает нелинейные искажения сигнала. Для использования в транзисторных магнитофонах более всего подходят ГЗ с индуктивностью 20...100 мГн. При бо́льших значениях индуктивности ГЗ усложняется схема выходного каскада УЗ.

Чтобы получить достаточно высокое выходное сопротивление УЗ, ГЗ подключают к выходу через резистор, сопротивление которого

Рис. VI.55. Схемы включения ГЗ:
а — с колебательным контуром; *б* — с *RC*-фильтром.

должно быть значительно больше полного сопротивления ГЗ на наивысшей рабочей частоте. Схемы включения ГЗ приведены на рис. VI.55. Резистор $R_{ст}$ стабилизирует нагрузку УЗ, поэтому его сопротивление должно быть как можно большим. При помощи конденсатора $C_{кор}$ получают подъем АЧХ УЗ на высших частотах. Колебательный контур, настроенный на частоту тока подмагничивания, препятствует прохождению этого тока в УЗ, что особенно важно, если выходной каскад охвачен ООС. Цепь *R1C1* предназначена для подведения тока подмагничивания в ГЗ и преграждения пути току звуковой частоты в генератор тока подмагничивания. Резистором *R1* регулируют ток подмагничивания.

Параметры выходной цепи УЗ (рис. VI.55,*а*) рассчитывают следующим образом. Индуктивность и емкость колебательного контура находят по формулам

$$L_к = (0{,}05 \ldots 0{,}5)\, L_г; \; C_к = 25 \cdot 10^6 / (f_п^2 L_к),$$

где $L_г$ — индуктивность ГЗ, мГн; $C_к$ — емкость, пФ; $L_к$ — индуктивность, мГн; $f_п$ — частота подмагничивания, кГц.

Сопротивление резистора $R_{ст}$ определяют по формуле

$$R_{ст} = 3{,}9 \cdot 10^{-3} F_в (L_г + L_к),$$

где $R_{ст}$ — сопротивление, кОм; $F_в$ — наивысшая рабочая частота, кГц; $L_г$ и $L_к$ — индуктивности, мГн.

Емкость конденсатора $C_{кор}$ определяют по формуле

$$C_{кор} = 25 \cdot 10^6 / (F_в^2 L_г),$$

где $F_в$ — частота, кГц; $L_г$ — индуктивность, мГн.

Сопротивление резистора *R1* должно быть достаточно большим, чтобы генератор не шунтировал цепь записываемого сигнала (магнитную головку), и в 3...5 раз больше полного сопротивления ГЗ на частоте тока подмагничивания: $R1 \approx (0{,}02...0{,}03)\, f_п L_г$, где *R1* — сопротивление, кОм; $f_п$ — частота, кГц; $L_г$ — индуктивность, мГн.

Емкость конденсатора *C1* должна быть, с одной стороны, как можно меньшей, чтобы не пропускать ток сигнала в цепь генератора, а с другой — не слишком малой, чтобы не ограничивать ток подмагничивания. Ее можно определить по формуле $C1 = (1{,}6...4{,}8) \times \times 10^5/(F_в R1)$, где *C1* — емкость, пФ; $F_в$ — частота, кГц; *R1* — сопротивление, кОм. Значение *C1* уточняют при налаживании магнитофона.

Напряжение, которое должен развивать генератор подмагничивания, $U_г \geqslant 0{,}5 I_п R1$, где $I_п$ — ток подмагничивания (табл. VI.10 и VI.11). Напряжение сигнала, которое должен развивать выходной каскад УЗ, $U_{вых} = I_з R_{ст}$, где $I_з$ — ток записи (см. табл. VI.10 и VI.11). Амплитудная характеристика выходного каскада должна быть линейной и при выходных сигналах, напряжение которых в 2... ...3 раза больше расчетного.

Резистор *R2* в схемах, приведенных на рис. VI.55, включают для измерения токов записи и подмагничивания. Сопротивление этого резистора выбирают с учетом чувствительности измерительного прибора (милливольтметра переменного тока или осциллографа) и допустимой погрешности, вносимой этим резистором. Обычно сопротивление *R2* выбирают в пределах 3...5 % от сопротивления $R_{ст}$.

В схеме, приведенной на рис.VI.55,*б*, колебательный контур отсутствует, что упрощает налаживание магнитофона, а для защиты УЗ от проникновения тока подмагничивания применен фильтр $R_ф C_ф$. В связи с этим выходной каскад УЗ должен развивать большее напряжение сигнала. Поэтому такая схема не всегда может быть применена в магнитофонах с автономным питанием.

Расчет элементов выходной цепи УЗ, схема которой приведена на рис. VI.55,*б*, рекомендуется выполнять следующим образом. Сопротивление резистора $R_{ст}$ определяют по формуле $R_{ст} \approx 0{,}012 F_в L_г$, где $R_{ст}$ — сопротивление, кОм; $L_г$ — индуктивность, мГн; $F_в$ — частота, кГц. Сопротивление резистора $R_ф$ выбирают в пределах 15... ...30 % от сопротивления резистора $R_{ст}$, а емкость $C_ф$ вычисляют по формуле $C_ф = (5...8) \cdot 10^4/(F_в R_ф)$, где $C_ф$ — емкость, пФ; $F_в$ — частота, кГц; $R_ф$ — сопротивление, кОм. Выходной каскад УЗ должен развивать напряжение сигнала $U_{вых} = I_з\,(R_ф + R_{ст})$. Напряжение с частотой подмагничивания на головке $U_п = 5 \cdot 10^{-3} f_п L_г I_п$, где $U_п$ — напряжение, В; $f_п$ — частота, кГц; $L_г$ — индуктивность, мГн; $I_п$ — ток, мА. Выходное напряжение генератора подмагничивания $U_г$ выбирают в пределах (3...4) $U_п$. Сопротивление резистора *R1* рассчитывают по формуле $R1 = 200 U_г R_{ст}/(f_г L_г I_п)$, где *R1* и $R_{ст}$ — сопротивления, кОм; $U_г$ — напряжение, В; $f_п$ — частота, кГц; $L_г$ — индуктивность, мГн; $I_п$ — ток, мА. Емкость конденсатора $C1 = (1{,}6... ...5) \cdot 10^5/(F_в R1)$, где *C1* — емкость, пФ; $F_в$ — частота, кГц; *R1* — сопротивление, кОм.

Для получения высококачественных записей необходимо правильно выбрать частоту подмагничивания и оптимальный ток подмаг-

ничивания. При повышении частоты подмагничивания качество записи улучшает-, однако требуется большая мощность генератора. Достаточно высокое качество записи получается, когда частота подмагничивания превышает максимальную частоту записываемого сигнала в 5...6 раз.

Оптимальный ток подмагничивания выбирают, исходя из допустимого уровня нелинейных искажений (оцениваемого в этом случае по третьей гармонике сигнала), наивысшей рабочей частоты и суммарных потерь в сквозном тракте запись — воспроизведение. Графики,

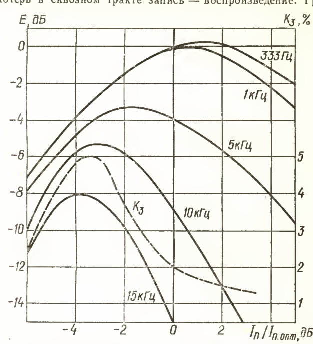


Рис. VI.56. Зависимости коэффициента третьей гармоники и ЭДС ГВ от тока подмагничивания.

иллюстрирующие зависимости коэффициента третьей гармоники и ЭДС ГВ от тока подмагничивания, приведены для случая записи головкой с рабочим зазором 10 мкм при скорости ленты 9,53 см/с и частоте подмагничивания 100 кГц на рис. VI.56, где на горизонтальной оси отложены значения отношения тока подмагничивания к оптимальному току подмагничивания. Как видно из рисунка, оптимальному току подмагничивания соответствует максимум воспроизводимого сигнала на частотах 333...5000 Гц и сравнительно малый коэффициент третьей гармоники K_3. При увеличении тока подмагничивания коэффициент K_3 снижается медленно, а уровень воспроизводимого сигнала на высоких частотах резко падает. Установку оптимального тока подмагничивания при налаживании магнитофона целесообразно производить при частоте сигнала более 5 кГц, поскольку уровень воспроизведения частот выше 5 кГц существенно зависит от тока подмагничивания. Оптимальный ток подмагничивания зависит также от скорости ленты.

Схема УЗ любительского магнитофона приведена на рис. VI.57 [17]. Диапазон рабочих частот УЗ составляет 20...18000 Гц, номинальное входное напряжение 0,25 В, входное сопротивление около 50 кОм. В диапазоне частот 100...2000 Гц АЧХ УЗ почти горизонтальная, имеет плавный подъем до 5 дБ на наинизшей частоте и до 20 дБ на наивысшей частоте. АЧХ формируется в основном с помощью частотнозависимой ООС, подаваемой с выхода ОУ на его инвертирующий вход. Для получения подъема АЧХ на низших частотах введена цепь *R3R6R8C9* с постоянной времени около 3180 мкс. На средних и высших частотах резистор *R9* шунтируется конденсатором *C9*. Необходимая форма АЧХ на высоких частотах получается с помощью фильтра второго порядка в цепи ООС, образованного цепочкой резисторов

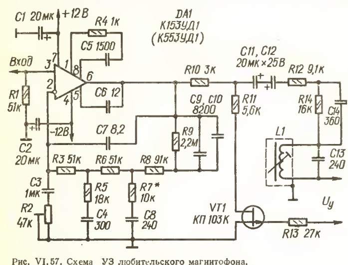


Рис. VI.57. Схема УЗ любительского магнитофона.

R3R6R8 и последовательными *RC*-цепочками *R5C4* и *R7C8*. Цепочка *R5C4* влияет на АЧХ на частотах до нескольких килогерц, цепочка *R7C8* — на более высоких частотах. Степень подъема АЧХ на высших частотах зависит от сопротивлений резисторов *R5* и *R7*, а крутизна подъема — от емкостей конденсаторов *C4*, *C8* и от их соотношения. Конденсатор *C7* совместно с цепями коррекции ОУ ограничивает подъем АЧХ на частотах выше 18 кГц.

На выходе ОУ (последовательно с ГЗ) включены токостабилизирующая цепь *R10R12R14C14* и фильтр-пробка *L1C13*. На низких и средних частотах ток записи стабилизируют резисторы *R10*, *R12*, *R14*. Значения сопротивлений этих резисторов указаны на схеме применительно к ГУ типа HPF WY-445A фирмы «Сони». При номинальном токе записи 0,07 мА (для лент с рабочим слоем на основе CrO_2) выходное напряжение ОУ равно около 2 В при частоте сигнала 400 Гц. Поскольку максимальное выходное напряжение ОУ составляет не менее 6 В, то запас по перегрузке составляет около 10 дБ при частоте 400 Гц. На высоких частотах запас по перегрузке меньший, однако и уровень высокочастотных составляющих реальных сигналов невысок. Для компенсации уменьшения тока записи на высших частотах вследствие возрастания модуля полного сопротивления ГЗ параллельно

резистору *R14* включен конденсатор. Частота паразитного резонанса контура, образованного ГЗ, катушкой *L1* и конденсатором *C14*, находится выше максимальной рабочей частоты УЗ.

Изменение тока записи в зависимости от типа применяемой магнитной ленты осуществляется при помощи электронного переключателя на ПТ. При записи на ленте с рабочим слоем на основе CrO_2 на затвор ПТ подают запирающее напряжение. Сопротивление канала (сток — исток) в этом случае велико. При записи на ленте с рабочим слоем на основе Fe_2O_3 или двухслойной ленте FeCr затвор ПТ соединяют с общим проводом через резистор *R13*. В этом случае сопротивление канала резко снижается и ток записи уменьшается до 0,05 мА. Если в магнитофоне используется пермаллоевая головка, номинальный ток записи нужно увеличить. Для этого необходимо уменьшить сопротивление токостабилизирующей цепи. Коэффициент усиления ОУ устанавливают на частоте 400 Гц, изменяя сопротивление резистора *R2*. Полярные оксидные конденсаторы *C11*, *C12* можно заменить одним неполярным.

Индикаторы уровня записи используются в магнитофонах для установки оптимального уровня записи, при котором достигается максимальное отношение сигнал/шум фонограммы, а нелинейные искажения не превышают установленной нормы. По принципу действия — это вольтметры переменного тока звуковой частоты или индикаторы превышения некоторого уровня.

Индикаторы уровня записи характеризуются следующими параметрами. *Время интеграции индикатора* $\tau_и$ — время, за которое показания индикатора нарастают (после подачи на вход сигнала) до значения, на 2 дБ меньшего номинального уровня. Следовательно, время интеграции равно минимальной продолжительности измерения, при которой погрешность измерения не превышает —2 дБ.

Время срабатывания измерителя характеризует его баллистические свойства (запаздывания установки показаний). Газоразрядные и электронно-оптические приборы практически безынерционны, в то время как показания стрелочных измерителей всегда запаздывают. Время срабатывания стрелочных приборов — время перемещения стрелки указателя по всей шкале.

Время обратного хода (к нулевому отсчету) — время, в течение которого показания индикатора уменьшаются до 5 % номинального после прекращения действия входного сигнала. При оптимальном времени обратного хода изменения показаний индикатора будет достаточно плавными, что облегчает работу оператора.

Чувствительность индикатора — напряжение сигнала на входе, соответствующее номинальному показанию индикатора. Она должна соответствовать номинальному уровню записи на ленте данного типа.

АЧХ индикатора — зависимость чувствительности от частоты подводимого сигнала Практически достаточно,чтобы чувствительность индикатора оставалась постоянной в диапазоне частот 80...8000 Гц.

Диапазон измеряемых уровней сигнала — отношение максимального и минимального уровней, которые могут быть измерены индикатором. Для высококачественных любительских магнитофонов этот диапазон не менее 20...25 дБ.

Входное сопротивление индикатора — сопротивление входа индикатора на частоте сигнала.

По времени интеграции индикаторы уровня записи делятся на индикаторы среднего значения сигнала ($\tau_и$ = 150...250 мс), промежуточного ($\tau_и$ = 50...60 мс) и максимального, или пикового ($\tau_и$ = 10... ...20 мс) значений сигнала (уровня записи). Для оценки громкости

звуковой программы необходимо измерять среднее значение ее уровня, а для оценки степени перегрузки магнитной ленты — пиковые значения.

Нормы на время интеграции и время обратного хода индикаторов уровня записи бытовых магнитофонов приведены в ГОСТ 24863—81. Время интеграции должно составлять 60...350 мс, время обратного хода — 1...2,5 с. Для магнитофонов высшей и 1-й групп сложности предпочтительнее применение индикатора средних значений сигнала, время интеграции и время обратного хода которого составляют от 150 до 250 мс. В этом случае должна быть возможность индикации перегрузки с временем интеграции не более 10 мс или квазипиковых значений записываемого сигнала с временем интеграции 5...20 мс и временем обратного хода 1...5 с.

Опорной величиной при измерении уровня записи является запись установочного уровня на измерительной ленте. При этом сравнивают напряжения на выходе тракта воспроизведения при воспроизведении фонограммы с данной ленты и фонограммы установочного уровня с измерительной ленты. Поскольку коэффициент усиления в тракте воспроизведения с течением времени изменяется мало, достаточно один раз измерить выходное напряжение при воспроизведении фонограммы с измерительной ленты (прокалибровать тракт воспроизведения), чтобы длительное время пользоваться этим трактом при контроле уровня записи. В магнитофонах с универсальным усилителем записи — воспроизведения контроль качества фонограммы в процессе записи невозможен, поэтому в них индикатор уровня записи подключают к выходу УЗ. Так как нагрузка УЗ стабилизирована, показания индикатора во всем диапазоне частот будут пропорциональны току в ГЗ. В этом случае при записи допустимо превышение номинального уровня (по шкале индикатора) на пиках сигнала на 6 дБ при скорости ленты 19,05 см/с и 3 дБ при скорости 9,53 см/с. Если же индикатор уровня записи включен на выходе сквозного тракта запись — воспроизведение, показания его при записи не должны превышать номинального уровня.

Индикаторы среднего значения сигнала характеризуются наибольшей погрешностью измерения, однако они более просты и поэтому часто применяются в бытовых магнитофонах. Во избежание перегрузки ленты на пиках сигнала индикатор настраивают так, чтобы номинальный уровень на его шкале (0 дБ) соответствовал сигналу, который на 8...10 дБ меньше номинального. Индикаторы промежуточного значения сигнала точнее по сравнению с индикаторами среднего значения и широко используются в профессиональной и высококачественной бытовой аппаратуре. Индикаторы этой группы настраивают так, чтобы показания 0 дБ соответствовали уровню сигнала, на 3 дБ меньшему номинального. При этом погрешность регистрации сигналов будет достаточно мала.

Индикаторы пиковых значений наиболее удобны в магнитофонах со сквозным трактом запись — воспроизведение, в которых всегда можно вовремя изменить уровень записи, если он больше или меньше оптимального. Таким индикатором удобно пользоваться совместно с индикатором среднего значения. В этом случае индикатор пиковых значений настраивают на индикацию определенного уровня перегрузки (+3 или +6 дБ).

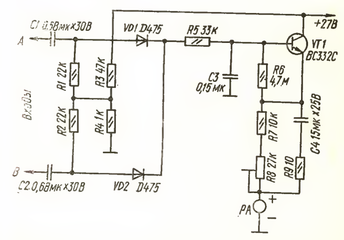
Схема простого индикатора средних значений приведена на рис. VI.58. Индикатор состоит из фильтра $R1C2$, препятствующего прохождению помех от генератора тока стирания и подмагничивания, выпрямителя на диодах и магнитоэлектрического измерителя $P1$ (типа М4762 или М4761). Время интеграции определяется в основном сопротивлением резистора $R1$, который используется при калибровке;

и емкостью конденсатора *C3*. Недостатками такого индикатора являются малое время обратного хода, малое и нелинейное входное сопротивление, низкая чувствительность и малый диапазон измеряемых уровней (10...15 дБ). Для увеличения входного сопротивления индикатора можно подключать его после эмиттерного повторителя или усилительного каскада по схеме с ОЭ. Во втором случае повышается также чувствительность индикатора.

На рис. VI.59 приведена схема индикатора уровня записи стереофонического магнитофона ТК-545 фирмы «Грундиг». На входе включены диодные выпрямители сигналов левого и правого каналов, работающие на общую нагрузку. Поэтому индикатор реагирует на повыше-

Рис. VI.58. Схема простого индикатора средних значений сигнала.

Рис. VI.59. Схема индикатора уровня записи магнитофона ТК-545.



ние уровня сигнала в любом из каналов. Для увеличения чувствительности индикатора на диоды подано небольшое начальное напряжение в прямом направлении с делителя напряжения *R3R4*. Время интеграции определяется параметрами цепи *R5C3*, время обратного хода — параметрами цепи, состоящей из конденсатора *C3* и входного сопротивления эмиттерного повторителя на транзисторе *VT1*. Чувствительность индикатора 1,5...2,5 В. Недостаток индикатора — нелинейность входного сопротивления. В индикаторе можно использовать отечественные транзисторы типов КТ3102А, КТ3102 Б и диоды типа КД503А. Ток полного отклонения микроамперметра 50 мкА. Калибровка осуществляется резистором *R8*.

Схема комбинированного индикатора среднего значения и пиковых значений записи, используемого в японском магнитофоне AD-7600, приведена на рис. VI.60. На транзисторе *VT1* собран повторитель, к которому подводится сигнал из канала А. К выходу повторителя подключены вход индикатора среднего уровня записи и один из вхо-

дов индикатора пиковых значений. Ко второму входу индикатора пиковых значений подводится сигнал второго канала (В). С помощью диодов *VD4*, *VD5* выделяется большее из мгновенных значений обоих каналов. Один из пиковых индикаторов, выполненный на транзисторах *VT2*, *VT4* и светодиоде *VD6*, настроен на индикацию уровня +3 дБ, второй, выполненный на транзисторах *VT3*, *VT5* и светодиоде *VD7*,— на индикацию уровня +7 дБ. Настройка первого осуществляется резистором *R8*, второго — с помощью делителя напряжения *R9R10*. Цепь *VD3R7* служит для устранения бросков тока в стрелочном указателе *P1*. В индикаторе можно использовать транзисторы серий КТ342, КТ358, КТ3102 со статическим коэффициентом передачи тока $h_{21э} \geqslant 200$, диоды типов Д9, Д18, КД507А, светодиоды типа АЛ102Б. Токи через светодиоды устанавливают подбором резисторов *R12* и *R13*.

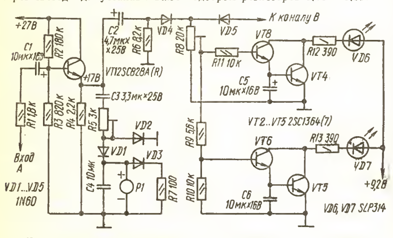


Рис. VI.60. Схема индикатора среднего уровня и пиковых значений сигнала.

Для налаживания пикового индикатора магнитофон включают на запись, подают на его вход сигнал с частотой 333 Гц и по индикатору среднего значения сигнала устанавливают уровень сигнала, на который должен реагировать пиковый индикатор. Регулируя чувствительность пикового индикатора, добиваются зажигания светодиода.

Выбирая индикатор уровня записи для высококачественного магнитофона, необходимо учитывать, что форма реального музыкального сигнала несимметрична. Разница квазипиковых значений положительной и отрицательной полярностей достигает 6 дБ. Поэтому высококачественный магнитофон должен быть снабжен индикатором среднего уровня и индикатором квазипиковых значений, реагирующим на обе полярности сигнала. Индикатор квазипиковых значений описан в [7].

11. Высококачественные усилители для звуковоспроизведения

Требования, предъявляемые к высококачественным УЗЧ. Высококачественные УЗЧ характеризуются широким диапазоном воспроизводимых частот, малой неравномерностью АЧХ и линейностью ФЧХ в этом диапазоне, низкими уровнями нелинейных искажений, шумов

и фона, высокими перегрузочной способностью, скоростью нарастания выходного напряжения и стабильностью, хорошим демпфированием низкочастотных головок АС. При разработке требований к УЗЧ необходимо учитывать параметры АС и другой аппаратуры, с которой должен работать УЗЧ, акустические параметры помещения, вопросы надежности и эргономики. Нет смысла предъявлять очень высокие требования к УЗЧ, если предполагается применять недостаточно качественные АС, ЭПУ, магнитофон и др. Чаще всего АС выбирают не только по параметрам, но и с учетом возможности размещения их в жилом помещении.

Оптимальный диапазон воспроизводимых частот для высококачественного УЗЧ — от 20...30 до 18000...20000 Гц (при спаде АЧХ на краях не более 3 дБ). Максимально допустимое значение коэффициента гармоник можно было бы принять равным 1 %, если бы нелинейность амплитудной характеристики не приводила к появлению негармонических составляющих выходного сигнала, т. е. к интермодуляционным искажениям (см. п. 1). При использовании БТ возможно появление комбинационных составляющих высокого порядка (см. п. 1) со значительным уровнем.

Основным источником сигнала, поступающего на вход УЗЧ, можно считать ЭПУ. Нелинейные искажения этого устройства складываются из искажений фонограммы (записи на пластинке) и искажений, вносимых звукоснимателем. Согласно ГОСТ 7893—79 допускается коэффициент гармоник фонограммы 1,5 %. Значительно больший вклад в нелинейные искажения вносит звукосниматель. Так, суммарный коэффициент гармоник лучшего отечественного ЭПУ с головкой звукоснимателя типа VMS20E0 MKII фирмы «Ортофон» составляет примерно 1 % на частоте 1 кГц. Согласно ГОСТ 24863—81 коэффициент гармоник на линейном выходе бытового магнитофона высшей группы сложности не должен превышать 1,5 %. Лучшие отечественные АС характеризуются коэффициентом гармоник около 2 % на частотах более 1 кГц. Вблизи частоты механического резонанса подвижной системы громкоговорителей коэффициент гармоник может достигать 10 %, если не применяется ЭМОС. Лучшие зарубежные образцы АС имеют коэффициент гармоник 0,3...0,8 % на частоте 1 кГц [15]. Таким образом, суммарный коэффициент гармоник тракта фонограмма — ЭПУ (магнитофон) — АС может достигать 5 % и более. Для того чтобы вклад высших гармоник сигнала, образовавшихся в УЗЧ, был несущественным, коэффициент гармоник УЗЧ не должен превышать 0,5...1 % (если не принимать во внимание интермодуляционные искажения). Для УМ предлагается норма на коэффициент гармоник 0,2...0,3 % при условии, что такая же норма будет установлена на коэффициент интермодуляционных искажений. Если же нет возможности измерять коэффициент интермодуляционных искажений, коэффициент гармоник не должен превышать 0,03...0,1 % [28]. Аналогичные соображения должны быть приняты во внимание при разработке требований по уровням шумов и фона.

Чтобы не возникали ограничения реального сигнала и связанные с этим интермодуляционные искажения, необходимо правильно выбрать уровень входного сигнала УЗЧ. С учетом пикфактора (отношение пикового значения к среднему квадратическому) сигнала (~ 3) напряжение входного сигнала для неискаженного воспроизведения должно быть в 3 раза меньше максимального значения, при котором выходной синусоидальный сигнал еще не искажается. При этом средняя мощность на выходе УЗЧ будет примерно равна 0,1 номинальной мощности. Если учесть, что наиболее типичный объем жилой комнаты составляет 40...50 м и для ее озвучивания необходима средняя электрическая

мощность около 4 Вт, то номинальная суммарная мощность стереофонического УЗЧ должна составлять 40 Вт — по 20 Вт на канал. Для выбранной номинальной выходной мощности, зная сопротивлеиие АС, можно определить минимально допустимую скорость иарастаиия выходного напряжения (см. п. 1).

Нормы на параметры бытовых УЗЧ высшей и первой групп сложности, выпускаемых промышленностью, приведеиы в табл. VI.1.

Предварительные усилители. Предварительный усилитель обычно состоит из коммутаторов входных и выходных сигналов, каскадов усиления напряжения, регуляторов громкости (РГ), тембра (РТ) и стереобаланса. Каскады усиления и регуляторы могут быть соединены в разной последовательности. Очень часто РГ включают на входе каскадов усиления, после которых следует РТ, или на выходе ПрУ (после РТ). В первом случае облегчается согласование уровней сигналов, поступающих от внешних устройств, исключается перегрузка отдельных каскадов, однако несколько уменьшается отношение сигнал/шум, поскольку на вход первого каскада усилсння в большинстве случаев поступает сигнал, ослабленный РГ. Во втором случае упрощается коммутация входных цепей, могут быть снижены требования к уровню шумов усилителя, однако повышается требование к его перегрузочной способности (до 20 дБ и выше), что не всегда выполнимо. Возможен и компромиссный вариант, в котором кроме РГ применяется дополнительный регулятор уровня сигнала. Однн из этих регуляторов включают на входе, второй — на выходе ПрУ.

Качество ПрУ зависит от схемных решений отдельных узлов. Целесообразно применять пассивные РГ и РТ, которые не вносят нелинейных и дннамических искажений. В РГ желательно иметь тонкомпенсацию (см. п. 7). При этом необходимо учитывать, что входное и выходное сопротивления тонкомпенсированного РГ зависят от частоты н изменяются при регулировании, поэтому требуется включение такого РГ между развязывающими каскадами, яаляющимися источниками искажений сигнала.

Применение тонкомпенсированного РГ (ТКРГ) еще не в полной мере решает задачу высокой верности звуковоспроизведения. Дело в том, что для озвучивания помещений разного объема требуется разная мощность (см. гл. X). Если, например, принять за максимальный уровень громкости 70 дБ, то ручку управления ТКРГ в большой и малой комнатах придется устанавливать в разные положения. В частности, в малой комнате она окажется в положении меньшего усиления, чем в большей, и уровень низкочастотных составляющих будет поднят, хотя этого и не требуется для высококачественного звуковоспроизведения при такой громкости. Применение двух РГ (ТКРГ на входе ПрУ или после первого каскада и частотно-независимый ТГ на выходе ПрУ) позволяет устранить этот недостаток. Назначение второго РГ — ограничить максимальный уровень громкости, а отсюда и его название — регулятор максимальной громкости (РМГ). При эксплуатации усилителя с двумя РГ вначале нужно установить максимальный уровень громкости. Для этого ТКРГ переводят в положение, соответствующее максимальному усилению, и при помощи РМГ устанавливают максимальную громкость для данного помещения. После такой подготовки громкость регулируют только ТКРГ. Ось РМГ можно вывести на панель управления под шлиц.

При выборе РТ необходнмо учитывать, что наибольшими возможностями обладают многополосные РТ — эквалайзеры (см. п. 7). Однако такие РТ довольно сложны и уступают простейшим по уровням вносимых искажений и шумов. Поэтому для оперативной регулировки можно рекомендовать обычный пассивный мостовой РТ на высших и низших

частотах (см. п. 7), а эквалайзер вместе с другими вспомогательными устройствами (шумоподавитель, рокот-фильтр, ФНЧ, ФВЧ и т. п.) объединить конструктивно в отдельный блок, включаемый в тракт ПрУ только в необходимых случаях.

Суммарный коэффициент передачи ПрУ целесообразно выбрать равным единице. В этом случае усилительные каскады лишь компенсируют ослабление сигнала в пассивных РТ. При этом имеется возможность подавать сигнал через РГ непосредственно на выход ПрУ, минуя каскады усиления и РТ. При работе с источниками сигналов малых уровней (микрофон, звукосниматель с магнитной головкой) потребуется дополнительный входной усилитель или предусилитель-корректор, а при работе с источниками сигналов больших уровней (трансляционная линия, приемник) — делители напряжения сигналов. Дополнительные усилители (предусилители-корректоры) и делители напряжения должны привести средний уровень каждого входного сигнала к некоторому постоянному значению, компенсировать частотные искажения предшествующей части тракта данной программы и ослабить специфические помехи, возникающие в данном тракте. Уровень напряжения, к которому приводят средний уровень выходного сигнала каждого источника и на котором коммутируют программы, обычно составляет 0,2...0,5 В.

Рис. VI.61. Структурная схема УМ.

Усилители мощности должны выполняться так, чтобы уровень вносимых ими искажений не превышал допустимого при достаточно высоком КПД выходного каскада. Номинальное входное напряжение $U_{вх.ном}$ УМ должно быть достаточно большим, чтобы не проявлялись фоновые наводки, а уровень шумов всего УЗЧ определялся шумами ПрУ. Однако при слишком большом $U_{вх.ном}$ могут возникать трудности при разработке ПрУ. Кроме того, $U_{вх.ном}$ должно соответствовать номинальному выходному напряжению ПУ. Обычно оно составляет 0,25...0,5 В.

Высококачественный УМ обычно содержит два каскада усиления напряжения и выходной каскад — мощный эмиттерный повторитель (рис. VI.61). Весь усилитель охвачен ООС через цепь *R1C1R2C2*, представляющую собой частотно-зависимый делитель напряжения. Второй каскад может быть охвачен ООС через конденсатор *C3*.

Входной каскад УМ определяет постоянную составляющую выходного напряжения и температурную стабильность усилителя. От схемотехнического решения этого каскада зависит максимальная скорость нарастания выходного напряжения и отношение сигнал/шум. Обычно входной каскад — дифференциальный (см. п. 3). Требования к нему определяются видом ООС, охватывающей весь УМ. Если введена последовательная ООС (напряжения сигнала и обратной связи поданы на разные входы дифференциального каскада), усилитель является неинвертирующим (см. рис. VI.15,*б*). Если же введена параллельная ООС, усилитель является инвертирующим. Достоинство неинвертирующего усилителя — высокое входное сопротивление, которое ограничено сопротивлением резистора, включенного параллельно входу. Преимуществом инвертирующего усилителя является более высокая линейность [8]. Чтобы уменьшить нелинейные искажения в неинвер-

тирующем усилителе, необходимо использовать в дифференциальном каскаде ИСТ с более высоким выходным сопротивлением (см. п. 3) и подобрать в этот каскад пару транзисторов с как можно более близкими значениями параметров или использовать интегральные транзисторные сборки. Коэффициент усиления напряжения входного каскада должен быть возможно большим. Поэтому входное сопротивление второго каскада должно быть достаточно высоким. Применив в дифференциальном каскаде двухтранзисторный ИСТ (см. рис. VI.9,а), можно в несколько раз уменьшить интермодуляционные искажения.

Второй каскад УМ должен иметь большой коэффициент усиления напряжения и достаточно большую максимальную амплитуду выходного напряжения. Часто этот каскад выполняют на БТ, включенном по схе-

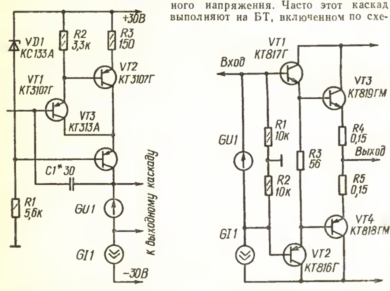


Рис. VI.62. Схема второго каскада высококачественного УМ.

Рис. VI.63. Схема выходного каскада высококачественного УМ.

ме с ОЭ, с динамической нагрузкой. Однако при такой схеме не удается достичь достаточно низкого уровня нелинейных искажений (гармонических и интермодуляционных), что обусловлено нелинейностью выходных характеристик БТ и зависимостью емкости коллекторного перехода и, следовательно, частоты среза АЧХ усилителя от напряжения на коллекторе. Кроме того, нелинейность входных характеристик транзистора способствует увеличению нелинейных искажений во входном каскаде. Указанные недостатки отсутствуют в усилительном каскаде, схема которого приведена на рис. VI.62. На транзисторе *VT1* собран эмиттерный повторитель с большим входным сопротивлением, на транзисторах *VT2*, *VT3* — каскодный усилитель. При такой схеме выходные характеристики транзистора *VT3* практически линейны и изменение напряжения коллектор — база слабо влияет на коллекторный ток. Повышению линейности каскада способствует и местная ООС. Паразитная емкость между точками включения корректирующего конденсатора *C1* очень мала, что снижает вероятность появления фазовых интермодуляционных искажений [8]. Источ-

ник напряжения *GU1* можно выполнить на диоде, ИСТ *GI1* — на транзисторе (см. рис. VI.25). Вместо транзисторов типа КТ3107 можно использовать другие кремниевые транзисторы с большим коэффициентом передачи тока $h_{21Э}$ (например, типа КТ3107 с буквенными индексами Д — Ж, К, Л, КТ361 с индексами Б и Е), вместо КТ313А — любой транзистор с малым значением $h_{21Э}$ и большим допустимым напряжением коллектор — эмиттер. Вместо КС типа КС133А можно применить КС типа КС139А.

Выходной каскад должен обеспечить на заданной (низкоомной) нагрузке требуемую мощность сигнала при минимальных искажениях. Схема такого каскада приведена на рис. VI.63 [8]. Каскад имеет малое выходное сопротивление, что необходимо для хорошего электрического демпфирования подвижной системы низкочастотной динамической головки АС. При недостаточном демпфировании подвижная система продолжает колебаться после окончания электрического сигнала, но уже не с частотой сигнала, а с частотой собственного резонанса.

Уменьшить уровень нелинейных искажений в УМ, можно, применяя в выходном каскаде экономичный режим А, который за рубежом называют Super A или Non switching [22]. В [6] рекомендуется сочетать в УМ выходные каскады, работающие в режимах А и В, причем так, чтобы при малой выходной мощности работал только первый из них, а при большой — оба. Маломощный выходной каскад, работающий в режиме А, является одновременно возбудителем более мощного выходного каскада, работающего в режиме В. При малых уровнях сигнала транзисторы более мощного каскада закрыты, что позволяет отказаться от стабилизации их режима.

Для уменьшения нелинейных искажений в УМ применяют глубокую последовательную ООС (см. п. 2). При этом для повышения устойчивости усилителя емкость конденсатора *C3* (см. рис. VI.61) выбирают так, чтобы полоса пропускания УМ без ООС определялась полосой второго каскада и ограничивалась частотой 5...10 кГц. Если на вход такого УМ поступает импульсный сигнал с крутым фронтом то при ограниченной полосе пропускания усилителя он появляется на выходе с некоторой задержкой. Следовательно, в начальный момент поступления импульсного сигнала напряжение обратной связи $U_{oc} = 0$, а дифференциальное напряжение на входе первого каскада $U_{д} = U_{вх} - U_{oc} = U_{вх}$. Если первый каскад обладает недостаточной перегрузочной способностью и перегружается, то возникают кратковременные интермодуляционные искажения, которые называют динамическими.

Для уменьшения вероятности появления динамических искажений прежде всего необходимо создать такой режим работы первого каскада, в котором при отсутствии ООС его транзисторы не входили бы в режим ограничения сигнала. Следовательно, максимально допустимое дифференциальное напряжение (см. п. 3) должно быть не менее номинального входного напряжения усилителя. Можно уменьшить вероятность появления динамических искажений, если применить во входном каскаде ПТ, у которых $U_{вх\ max}$ имеет большее значение. Рекомендуется также расширять полосу пропускания усилителя без ООС (до 20 кГц), что позволит снизить требования к дифференциальному входному каскаду. Глубину ООС следует ограничить значением 30...40 дБ. Уменьшению динамических искажений способствует также ограничение регулировки тембра на ВЧ до ± 10 дБ. Полосу пропускания дифференциального входного каскада желательно выбирать меньшей, чем у второго каскада, т. е. полоса пропускания усилителя без ООС

должна определяться входным каскадом. Для этого во втором каскаде должна применяться коррекция по опережению, а во входном каскаде — по запаздыванию [8].

Для улучшения АЧХ УЗЧ по звуковому давлению вблизи резонансной частоты низкочастотной головки АС целесообразно уменьшать выходное сопротивление усилителя. Еще лучшие результаты получаются при использовании УЗЧ с отрицательным выходным сопротивлением [27]. Чтобы получить отрицательное выходное сопротивление, вводят ПОС по току (см. п. 2). При этом сглаживается АЧХ по звуковому давлению, однако возникает нежелательный спад АЧХ в области ВЧ, а в некоторых случаях и самовозбуждение усилителя на ВЧ. Чтобы получить хорошую АЧХ по звуковому давлению системы УЗЧ — громкоговоритель, УЗЧ должен удовлетворять следующим требованиям: 1) выходное сопротивление должно быть отрицательным и постоянным до частот 100...200 Гц, а при дальнейшем увеличении частоты — плавно расти до нуля; 2) АЧХ с чисто активной нагруз-

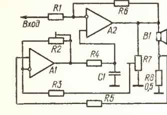


Рис. VI.64. Схема УМ с ПОС по току и ООС по напряжению.

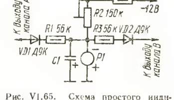


Рис. VI.65. Схема простого индикатора стереобаланса.

кой, равной номинальной, должна быть горизонтальной при любых значениях выходного сопротивления (от нуля до 0,99 сопротивления нагрузки). Эти требования легко выполняются, если использовать комбинированную обратную связь (рис. VI.64). Сигналы ПОС по току (через резистор *R5*), увеличивающей усиление при подключении нагрузки, и ООС по напряжению (через резистор *R3*), компенсирующей это увеличение, суммируются в ОУ А1 и поступают на вход УМ А2 через цепь *R4C1*. Параметры этой цепи выбирают так, что глубина обеих обратных связей, начиная с частоты 100...200 Гц, плавно уменьшается. Глубина ПОС по току регулируется резистором *R8*, ООС по напряжению — резистором *R7*. Параметры цепи *R4C1* выбирают так, чтобы на частоте f в области минимума модуля полного сопротивления громкоговорителя (100...200 Гц) напряжение обратной связи ослаблялось примерно на 3 дБ. При этом $C1 = 1/2\pi f R4$, где *R4* — сопротивление резистора, равное 2...5 кОм.

Уменьшения нелинейных искажений по звуковому давлению можно достичь путем применения в электроакустическом тракте ЭМОС (см. гл. XI) [2].

Стереофонические усилители. Для усиления стереофонических программ необходимо иметь два УЗЧ, каждый из которых работает на отдельную АС. К трактам стереофонических УЗЧ предъявляются некоторые специфические требования. Проникновение сигнала одного канала в другой должно быть сведено к минимуму, в противном случае уменьшается стереоэффект. Установлено, что изменение стереоэффекта незаметно на слух, если переходное затухание по всему тракту (от микрофона до АС) составляет не менее 20 дБ. При этом переходное затухание между каналами УЗЧ должно быть не меньше 30 дБ.

Высокие требования предъявляются к идентичности обоих каналов. АЧХ и ФЧХ каналов УЗЧ, а также кривые регулировки громкости и тембра должны быть достаточно близкими. Так как стереоэффект определяется прежде всего верхней частью диапазона звуковых частот, это требование особенно важно выполнять в области средних и высших частот. Разность АЧХ не должна превышать 2...3 дБ, а ФЧХ — 20...30°.

В стереофонических усилителях должна быть регулировка стереобаланса, чтобы по желанию изменять соотношение громкостей звука в каналах. Для точной установки одинаковых коэффициентов усиления в каналах стереофонического УЗЧ применяют индикаторы стереобаланса. Схема простого индикатора стереобаланса приведена на

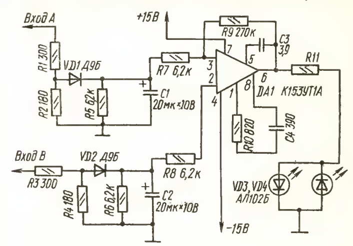


Рис. VI.66. Схема индикатора стереобаланса со светодиодами

рис. VI.65. Когда сигналы обоих каналов отсутствуют, стрелку прибора *P1* (микроамперметр на 100 мкА) устанавливают на среднюю отметку шкалы с помощью резистора *R2*. При одинаковом усилении обоих каналов стрелка прибора будет колебаться около средней отметки шкалы.

На рис. VI.66 приведена схема индикатора стереобаланса, состоящего из выпрямителей сигналов левого и правого каналов на диодах *VD1* и *VD2*, ОУ *A1* и встречно-параллельно включенных светодиодов *VD3*, *VD4*. При поступлении сигналов на входы индикатора конденсаторы *C1*, *C2* заряжаются до напряжений, соответствующих усредненным амплитудам напряжений сигналов левого и правого каналов. Если эти напряжения равны, ток на выходе ОУ отсутствует и диоды *VD3*, *VD4* не светятся. При отсутствии стереобаланса напряжения на входах ОУ не равны и его выходной ток вызывает свечение одного из диодов (*VD3* или *VD4*), соответствующего каналу УЗЧ, в котором усиление больше. Разность выходных напряжений каналов УЗЧ, при которой срабатывает индикатор, определяется соотношением сопротивлений резисторов *R7* и *R8*. При сопротивлениях, указанных на схеме, индикатор срабатывает при разности напряжений на входах 200 мВ.

Для увеличения переходного затухания между каналами стереофонического УЗЧ можно применить компенсатор переходных помех, который включают в тракт УЗЧ. Схема компенсатора приведена на рис. VI. 67. Сигналы каналов А и В подаются на неинвертирующие входы ОУ *A1* и *A2*, нагруженных делителями напряжения *R9...R11* и *R12...R14*. Часть выходного напряжения канала А с выхода делителя подается на инвертирующий вход ОУ *A2* и вычитается из паразитного сигнала А, содержащегося на входе канала В. Аналогично уменьшается уровень сигнала В в канале А. Коэффициент передачи напряжения в каждом канале компенсатора равен 1, 5, входное напряжение каждого канала не более 3 В, входное сопротивление 56 кОм, выходное сопротивление 400 Ом.

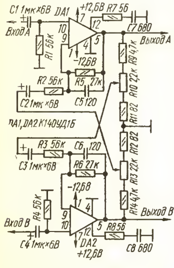


Рис VI.67. Схема компенсатора переходных помех.

Компенсатор регулируют с конкретным источником сигнала (звукоснимателем, магнитной головкой и т. п.) по сигналу измерительной или демонстрационной ленты (пластинки). Во время звучания канала А отключают АС этого канала и с помощью резистора *R10* добиваются минимальной громкости в канале В. Аналогично регулируют второй канал.

Приставки к УЗЧ для псевдоквадрафонического звуковоспроизведения представляют собой преобразователи стереофонического сигнала в сигналы, подаваемые на тыловые АС. Обычно применяются приставки, создающие определенные фазовые соотношения между сигналами, подаваемыми на фронтальные и тыловые АС. Наиболее совершенны приставки с так называемыми дисперсионными фазовращателями, которые имеют горизонтальную АЧХ в диапазоне рабочих частот, близкий к единице коэффициент передачи напряжения и неравномерную ФЧХ. Схема псевдоквадрафонической приставки к УЗЧ с дисперсионным фазовращателем приведена на рис. VI.68. Приставка состоит из двух входных дисперсионных фазовращателей на транзисторах *VT1*, *VT2*, резисторной матрицы *R6...R8*, *R22...R24* и двух выходных дисперсионных фазовращателей на транзисторах *VT3*, *VT4*. Эмиттерные повторители на транзисторах *VT5*, *VT6* выполняют функции буферных каскадов. На входы приставки подаются сигналы левого и правого каналов с ПрУ. С выходов приставки разностные сигналы с соответствующими зависящими от частоты фазовыми сдвигами поступают на УМ тыловых сигналов.

Многополосные УЗЧ имеют ряд преимуществ по сравнению с однополосными. При раздельном усилении и воспроизведении отдельных частотных полос реальных сложных звуковых сигналов можно резко уменьшить интермодуляционные искажения и улучшить АЧХ по звуковому давлению.

Обычно разделяют частотные полосы на выходе УМ (непосредственно в АС), так как при этом упрощается усилитель. Однако при включении разделительных фильтров между УЗЧ и АС ухудшается

электрическое демпфирование подвижной системы головки АС. Кроме того, трудно создать фильтры, поскольку к ним предъявляются требования высокой крутизны скатов АЧХ звеньев и малой неравномерности суммарной АЧХ и линейности ФЧХ в полосе пропускания. Первое требование обусловлено тем, что параметры динамических головок резко ухудшаются на краях их диапазона рабочих частот (особенно узкополосных средне- и высокочастотных головок).Так, при октавном (относительно частоты раздела соседних полос) запасе по диапазону воспроизводимых частот необходимо применять фильтр с крутизной спада АЧХ не менее 12 дБ/окт. Простейшие фильтры имеют крутизну ската АЧХ 6 дБ/окт, поэтому могут быть применены при двухоктавном запасе [14]. Трудно также согласовать каждую из головок АС с выхо-

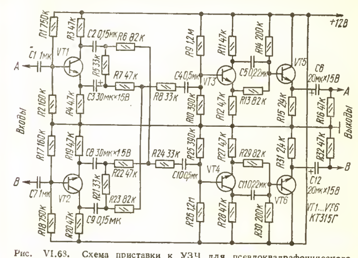


Рис. VI.63. Схема приставки к УЗЧ для псевдоквадрафонического звуковоспроизведения.

дом УМ, чтобы получить горизонтальную суммарную АЧХ по звуковому давлению. При использовании делителей напряжения снижается КПД и ухудшается демпфирование. Включение пассивных фильтров на выходе УМ приводит к потерям энергии сигнала и необходимости иметь большой запас по выходной мощности УМ.

Указанные недостатки устраняются при использовании многополосного (обычно двух- или трехполосного) УМ с активными *RC*-фильтрами на входе. В таком усилителе облегчается применение глубокой ООС и ЭМОС.

12. Измерение основных параметров УЗЧ

Измерение максимального входного (или выходного) напряжения. На вход усилителя подают напряжение сигнала с заданной частотой (обычно 1 кГц). Увеличивают напряжение сигнала до такого, при котором параметры усилителя (чаще всего коэффициент гармоник) станут заданными для данного усилителя, и измеряют входное (или выходное) напряжение.

Измерение коэффициентов усиления напряжения, тока или мощности На вход усилителя подают напряжение сигнала с заданной частотой, не превышающее максимальное напряжение данного усилителя. Измеряют напряжения сигнала на входе $U_{вх}$ и выходе $U_{вых}$ усилителя. Коэффициенты усиления напряжения, тока и мощности вычисляют по следующим формулам:

$$K_U = U_{вых}/U_{вх};\ K_I = K_U R_{вх}/R_н;$$
$$K_P = K_U^2\, R_{вх}/R_н,$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление усилителя; $R_н$ — сопротивление нагрузки.

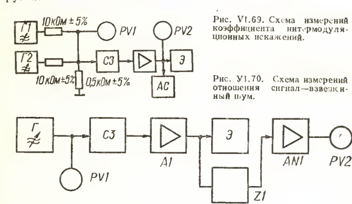


Рис. VI.69. Схема измерений коэффициента интермодуляционных искажений.

Рис. VI.70. Схема измерений отношения сигнал—взвешенный шум.

Измерение входного сопротивления. На вход усилителя подают напряжение сигнала с заданной частотой, не превышающее максимальное напряжение для данного усилителя, и измеряют напряжение сигнала на выходе $U'_{вых}$. Затем, не изменяя напряжение на выходе генератора сигналов, включают на входе усилителя (последовательно) резистор с известным сопротивлением R и измеряют напряжение сигнала на выходе усилителя $U''_{вых}$. Входное сопротивление вычисляют по формуле

$$R_{вх} = \frac{R}{(U'_{вых}/U''_{вых}) - 1}.$$

Для повышения точности определения $R_{вх}$ необходимо выбирать сопротивление R одного порядка с $R_{вх}$.

Измерение выходного сопротивления. На вход усилителя подают напряжение сигнала с заданной частотой, не превышающее максимальное напряжение для данного усилителя, и измеряют выходное напряжение дважды: $U_{вых}$ при подключенной нагрузке $R_н$ и $U'_{вых}$ при отключенной нагрузке. Выходное сопротивление определяют по формуле

$$R_{вых} = R_н\,[(U_{вых}/U'_{вых}) - 1].$$

Измерение чувствительности усилителя. Регулятор громкости устанавливают в положение максимальной громкости, регулятор стереобаланса — в положение, соответствующее равенству выходных

мощностей левого и правого каналов. На вход усилителя подают сигнал с частотой 1 кГц и, изменяя его напряжение, добиваются получения номинальной выходной мощности. Результат измерения — напряжение сигнала на входе усилителя.

Измерение коэффициента интермодуляционных искажений. На вход усилителя подают от генератора сигналов *Г1* (при выключенном генераторе сигналов *Г2*) (рис. VI.69) напряжение с частотой 250 Гц, равное 0,8 номинального входного напряжения данного усилителя. Затем при выключенном генераторе *Г1* на вход усилителя подают напряжение с частотой 8000 Гц, равное 0,2 номинального входного напряжения. Не изменяя положений регуляторов уровня обоих генераторов, на вход усилителя подают напряжения с частотами 250 и 8000 Гц. При помощи анализатора спектра АС измеряют выходные напряжения с частотами $(f_2 + f_1)$, $(f_2 - f_1)$, $(f_2 + 2f_1)$, $(f_2 - 2f_1)$, $(f_2 + 3f_1)$, $(f_2 - 3f_1)$, где $f_1 = 250$ Гц, $f_2 = 8000$ Гц. Коэффициент интермодуляционных искажений определяют как отношение средней квадратической суммы напряжений комбинационных составляющих выходного сигнала к напряжению сигнала с частотой f_2 (см. п. 1).

Измерение отношения сигнал—взвешенный шум. На вход усилителя через согласующее звено СЗ (рис. VI.70) подают от генератора сигналов напряжение с частотой 1 кГц, соответствующее номинальной чувствительности усилителя. Регулятор громкости устанавливают в положение, соответствующее номинальной выходной мощности. Затем отключают генератор сигналов и СЗ, замыкают вход усилителя эквивалентом источника сигнала и при помощи измерительного усилителя *AN1* измеряют напряжение шумов, прошедших через взвешивающий фильтр *Z1* с АЧХ МЭК-А (см. гл. XI). Результат измерений определяют по формуле (в децибелах)

$$N_ш = 20 \lg (U_{вых.\ ном}/U_ш),$$

где $U_{вых.ном}$ — номинальное выходное напряжение; $U_ш$ — измеренное напряжение шумов.

Измерение напряжения перегрузки источником сигнала. На вход усилителя подают от генератора сигналов напряжение, соответствующее номинальной выходной мощности, и при помощи анализатора спектра измеряют коэффициент гармоник (см. § 1). Затем увеличивают входное напряжение и регулятором громкости устанавливают номинальную мощность на выходе усилителя, после чего измеряют коэффициент гармоник. Указанную операцию повторяют до тех пор, пока коэффициент гармоник не достигнет предельного значения, установленного для данного усилителя. Результатом измерения является напряжение на входе усилителя при предельном значении коэффициента гармоник.

ГЛАВА VII

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

1. Основные показатели качества радиоприемников

Чувствительность радиоприемника — мера способности обеспечивать прием слабых сигналов (ГОСТ 24375—80) или минимальный уровень принимаемого сигнала, при котором переданная информация (программа) воспроизводится удовлетворительно. Критерий качества воспроизведения программы устанавливается в зависимости от вида принимаемых сигналов. Так, для приема радиовещательных программ и телефонной радиосвязи критерием качества является соотношение мощностей или напряжений сигнала и внутреннего шума на выходе приемника. Чувствительность может быть выражена напряжением или мощностью сигнала на входе приемника или напряженностью поля (для приемников с внутренней антенной).

Чувствительность, ограниченная шумами,— чувствительность при заданных выходной мощности, отношении сигнал/шум на выходе и параметрах сигналах на входе. Для радиовещательных приемников установлена стандартная (испытательная) выходная мощность $P_{ст} = 50$ мВт (для приемников с номинальной выходной мощностью $P_{ном} \geqslant 150$ мВт) и 5 мВт (для приемников с $P_{ном} < 150$ мВт). Отношение сигнал/шум должно быть не менее 20 дБ при приеме сигналов с АМ и не менее 26 дБ при приеме сигналов с ЧМ. При измерении чувствительности используется сигнал с АМ глубиной 30 % или с ЧМ (девиация частоты составляет 30 % максимальной). Частота модуляции 400 или 1000 Гц.

Селективность (избирательность) приемника — способность отделять полезный сигнал от мешающих сигналов побочных каналов приема. Количественной мерой селективности служит относительная интенсивность мешающих сигналов, при которой их влияние на чувствительность и качество воспроизведения сообщения становится больше допустимого предела. Селективность выражают в децибелах.

Различают односигнальную и многосигнальную селективности. *Односигнальная (линейная) селективность* определяется при неодновременном действии полезного и мешающего сигналов, уровни которых недостаточны для того, чтобы вызвать нелинейные явления. Ее характеризуют следующие параметры приемника:

а) *односигнальная селективность по соседнему каналу* (канал приема, имеющий наименьшую возможную для принятой системы радиовещания или связи расстройку по отношению к основному каналу);

б) *односигнальная селективность по зеркальному каналу* (канал, смещенный относительно основного на удвоенную промежуточную частоту в сторону частоты гетеродина);

в) *односигнальная селективность по промежуточной частоте*;

г) *односигнальная селективность по другим побочным каналам приема*, которые могут образоваться на частотах $f_n = (mf_г \pm f_{пр}) / n$, где m и n — любые целые числа; $f_г$ — частота гетеродина; $f_{пр}$ — промежуточная частота.

Двухсигнальная селективность отражает влияние нелинейных явлений в тракте приемника до демодулятора и определяется при одновременном действии полезного и мешающего сигналов.

Характеристика частотной селективности приемника — зависимость селективности от расстройки мешающего сигнала. Характеристику односигнальной селективности определяют при постоянном напряжении сигнала на входе демодулятора, характеристику двухсигнальной селективности — при постоянном соотношении напряжений полезного и мешающего сигналов на входе демодулятора.

При приеме слабого сигнала и одновременном действии сильного мешающего сигнала могут возникать такие явления, как перекрестные искажения, интермодуляция и блокирование. *Перекрестные искажения* — изменения структуры спектра сигнала на выходе приемника при действии сигнала и модулированной радиопомехи, частота которой не совпадает с частотами основного и побочных каналов приема приемника (ГОСТ 23611—79). *Коэффициент перекрестных искажений* — отношение уровня спектральных составляющих сигнала, возникших в результате перекрестных искажений в приемнике, к уровню сигнала на выходе приемника при заданных параметрах радиопомехи и сигнала (ГОСТ 23611—79).

Интермодуляция в приемнике — возникновение помех на выходе приемника при действии на его входе двух и более сигналов, частоты которых не совпадают с частотами основного и дополнительных каналов приема приемника (ГОСТ 23611—79). *Коэффициент интермодуляции* — отношение уровня радиопомехи, возникающей в результате интермодуляции в приемнике, к уровню сигнала, соответствующего чувствительности приемника, на выходе приемника (ГОСТ 23611—79).

Блокирование в приемнике — изменение уровня сигнала или отношения сигнал/шум на выходе при действии радиопомехи, частота которой не совпадает с частотой основного или побочного канала приема приемника (ГОСТ 23611—79). *Коэффициент блокирования* — отношение разности уровней сигнала на выходе приемника при отсутствии и при наличии радиопомехи на его входе к уровню этого сигнала при отсутствии радиопомехи (ГОСТ 23611—79).

Искажения сигналов в радиоприемнике в значительной степени определяют качество воспроизведения переданных сообщений. Различают линейные и нелинейные искажения (см. гл. VI, п. 1).

Частотная характеристика всего тракта (кривая верности) по напряжению — зависимость между напряжением сигнала на выходе приемника и частотой модуляции при постоянных глубине модуляции и уровне несущей входного сигнала.

Частотная характеристика всего тракта (кривая верности) по звуковому давлению — зависимость звукового давления, создаваемого акустической системой приемника, от частоты модуляции при постоянных глубине модуляции и уровне несущей входного сигнала.

По частотной характеристике всего тракта приемника определяют диапазон воспроизводимых частот при заданной неравномерности, а также неравномерность частотной характеристики в пределах заданного диапазона частот как отношение наибольшего значения выходного напряжения (звукового давления) к наименьшему.

Таблица VII 1. **Нормы на параметры стационарных и переносных радиовещательных приемников (ГОСТ 5651—82)**

Параметр	Норма для приемников группы сложности			
	0	1	2	3
Чувствительность стационарных приемников, ограниченная шумами, по напряжению со входа для внешней антенны, мкВ, не хуже				
при отношении сигнал/шум 20 дБ в диапазоне				
ДВ	50	100	150	200
СВ	40	100	100	150
КВ	40	100	150	200
при отношении сигнал/шум 26 дБ в диапазоне УКВ	2	5	5	15
Чувствительность переносных приемников, ограниченная шумами, по напряженности поля, мкВ/м, не хуже				
при отношении сигнал/шум 20 дБ в диапазоне				
ДВ	1000	1500	2000	2500
СВ	500	700	1000	1500
КВ	100	150	300	500*
при отношении сигнал/шум 26 дБ в диапазоне УКВ	5	10	50	100
Отношение сигнал/шум в стереорежиме при входном сигнале 1 мВ, дБ, не менее	60	50	50	—
Односигнальная селективность по соседнему каналу (при расстройке на ±9 кГц) в диапазонах ДВ, СВ, КВ, дБ, не менее	56	40	36	26*[2]
Односигнальная селективность по зеркальному каналу, дБ, не менее, в диапазоне				
ДВ (на частоте 200 кГц)	70	50	40	34
СВ (на частоте 1 МГц)	60	36	34	34
КВ (на частоте 11,8 МГц)	30	16	12	10
УКВ	70	50	32	26
переносных приемников в диапазоне				
ДВ (на частоте 200 кГц)	60	40	30	26*[2]
СВ (на частоте 1 МГц)	54	36	26	20
КВ (на частоте 11,8 МГц)	30	16	12	10
УКВ	60	42	32	26
Односигнальная селективность по промежуточной частоте, дБ, не менее				
стационарных приемников на частотах				
280 и 560 кГц	40	34	34	26
66 МГц	70	60	42	36
переносных приемников на частотах				
280 и 560 кГц	34	30	26	12*[3]
66 МГц	60	50	42	36
Допускаемое напряжение перекрестной помехи на входе стационарных приемников, мВ, не менее, в диапазонах				
ДВ и СВ	250	150	100	100
КВ и УКВ	50	30	20	10
Допускаемая напряженность поля перекрестной помехи для переносных приемников, мВ/м, не менее, в диапазонах				
ДВ	500	200	200	200
СВ	300	200	200	200
КВ и УКВ	50	30	20	10
Подавление АМ в диапазоне УКВ, измеренное одновременным методом, дБ, не менее	30	26	22	20
Действие системы АРУ в диапазонах ДВ, СВ и КВ: изменение уровня сигнала, дБ				
на входе	60	46	40	30
на выходе, не более	10	10	10	10
Отношение сигнал/фон с антенного входа, дБ, не менее				
в тракте АМ	54	46	42	30
в тракте ЧМ				
в стереорежиме	54	46	42	40
в монорежиме	60	50	44	40

Параметр	Норма для приемников группы сложности			
	0	1	2	3
Границы диапазона воспроизводимых частот по звуковому давлению*[4]				
нижняя, Гц, не более				
для стационарных приемников				
с выносными АС	31,5	50	80	125
со встроенными АС	—	—	125	200'
для переносных приемников	80	125	200	315
верхняя, Гц, не менее				
для стационарных приемников (тракт АМ)				
с выносными АС	6300	4000	4000	3550
со встроенными АС	—	—	4000	3150
в режиме «Местный прием»	8000	6300	6300	—
с выносными АС				
со встроенными АС	—	—	6300	—
для переносных приемников (тракт АМ)	4000	4000	3500	3150*[5]
в режиме «Местный прием»	5600	5600	4000	—
для стационарных приемников (тракт ЧМ)				
с выносными АС	15000	15000	12500	8000
со встроенными АС	—	—	12500	8000
для переносных приемников (тракт ЧМ)	150000	12500	10000	6300
Границы диапазона воспроизводимых частот по электрическому напряжению при неравномерности 3 дБ тюнеров и тюнеров-усилителей, Гц				
нижняя, не более	20	31,5	—	—
верхняя не менее	15000	15000	—	—
Разделение стереоканалов, дБ, не менее				
для стационарных приемников на частотах				
315 н 6300 Гц	30	24	20	14
1000 Гц	26	30	26	20
для переносных приемников на чвстотах				
315 и 6300 Гц	21	20	11	—
1000 Гц	20	26	20	—
Потребляемая мощность, Вт, не более*[6]				
для тюнеров	16	8	—	—
для приемников стационарных	—	—	20	12
для приемников переносных моно	6	5	4	2
для приемников переносных стерео	7	—	—	—

*Для приемников объемом менее 0,001 м³ — 750 мкВ/м.
*[2]Для приемников объемом менее 0,001 м³ — 20 дБ.
*[3]Для приемников объемом менее 0,001 м³ — 10 дБ.
*[4]При неравномерности 14 дБ в диапазоне СВ и 18 дБ в диапазоне ДВ
*[5]Для приемников объемом менее 0,001 м³ норма указывается в ТУ.
*[6]Для тюнеров при номинальном выходном напряжении, для приемников при выходной мощности, равной 0,4 номинальной, для переносных приемников при питании от автономных источников.

Радиочастотный динамический диапазон приемника — диапазон уровней входного сигнала, при которых качество приема удовлетворяет определенным требованиям. Нижняя граница этого диапазона определяется самым слабым сигналом и соответствует чувствительности приемника. Максимальный уровень сигнала ограничен допустимыми искажениями, возникающими вследствие перегрузки в тракте до демодулятора при сильном сигнале. Количественно радиочастотный динамический диапазон оценивают отношением (обычно в децибелах) максимального входного сигнала к минимальному.

Стабильность настройки приемника — способность сохранять без подстройки неизменным качество воспроизведения сообщения (программы) в течение длительного времени после включения и при внешних воздействиях. Мерой нестабильности частоты настройки прием-

Таблица VII.2. Нормы на параметры автомобильных радиовещательных приемников (ГОСТ 17692—80)

Параметр	Норма для приемников группы сложности		
	1	2	3
Чувствительность, ограниченная шумами, по напряжению со входа, мкВ, не хуже			
при отношении сигнал/шум 20 дБ в диапазоне			
ДВ	120	160	220
СВ и КВ	40	50	60
при отношении сигнал/шум 26 дБ в диапазоне			
УКВ	3	4	5
Уровень возникновения ограничения в диапазоне УКВ, мкВ, не более	2	3	3
Односигнальная селективность по соседнему каналу (при расстройке на ±9 кГц) в диапазонах ДВ, СВ, КВ, дБ, не менее	46	36	32
Односигнальная селективность, дБ, не менее,			
по зеркальному каналу в диапазоне			
ДВ (на частоте 250 кГц)	50	46	46
СВ (на частоте 1 МГц)	46	46	46
КВ (на частоте 12 МГц)	26	14	14
УКВ (на частоте 69 МГц)	80	64	46
по промежуточной частоте			
на частотах 370 и 560 кГц	40	34	30
на частоте 69 МГц	60	60	60
по дополнительным каналам в диапазоне УКВ	80	60	54
Подавление АМ, измеренное одновременным методом, в диапазоне УКВ, дБ, не менее	34	30	26
Максимальный уровень входного сигнала при коэффициенте гармоник на выходе не более 10 %, мВ, не менее			
при глубине АМ 80 % в диапазоне			
ДВ и СВ	600	200	200
КВ	100	50	50
при девиации частоты ±60 кГц в диапазоне УКВ	50	50	50
Действие системы АРУ на частоте 1 МГц:			
при изменении входного напряжения (относительно 50 мВ), дБ	60	54	46
изменение выходного напряжения, дБ, не более	6	6	6
Коэффициент гармоник всего тракта по электрическому напряжению при номинальной мощности, %, не более,			
при глубине АМ 80 % на частотах до 400 Гц	6	7	7
свыше 400 Гц	4	5	5
при девиации частоты ±50 кГц	3	4	4
Границы диапазона воспроизводимых частот по электрическому напряжению при неравномерности −3 дБ по отношению к напряжению частоты 1000 Гц			
нижняя, Гц, не более			
при частоте входного сигнала 1 МГц	100	100	100
в диапазоне УКВ	80	100	100
верхняя, кГц, не менее			
при частоте входного сигнала 1 МГц	2,5	2	2
в диапазоне УКВ	10	10	10
Номинальная мощность, Вт	4	3	2
Среднее (стандартное) звуковое давление, Па, не менее	0,25	0,26	0,25

Таблица VII.3. Потребительские (эксплуатационные) удобства в автомобильных радиовещательных приемниках (ГОСТ 17692—80)

Удобство	Наличие по группам сложности		
	1	2	3
Автоматическая настройка или фиксация настройки*	О	О*[2]	Н
Автоматическая подстройка частоты в тракте ЧМ	О*[3]	О*[3]	—
Электронная шкала частот	О	Н	Н
Регулятор тембра по высоким частотам	О	О	Н
Гнездо для подключения магнитофона на воспроизведение*[4]	О	О	Н

Примечание. О — обязательно, Н — необязательно.
* Допускается использование внешнего блока фиксации настроек.
*[2] Для автомобильно-переносных приемников и магнитол необязательно.
*[3] При наличии автоматической настройки.
*[4] Для магнитол необязательно.

ника может быть относительное изменение частоты настройки за сутки, за несколько месяцев, за один час, а также при воздействии дестабилизирующих факторов.

Нормы на параметры радиовещательных приемников (ГОСТ 5651—82 и ГОСТ 17692—80) устанавливаются в зависимости от группы сложности приемников. Для приемников групп 0 (высшей) и 1 обязательны диапазоны принимаемых частот ДВ (148...285 кГц), СВ (525...…1607 кГц), КВ и УКВ (65,8...74 МГц или 100...108 МГц), для группы 2 — ДВ, СВ и УКВ, для группы 3 — ДВ и СВ, для тюнеров — УКВ. Диапазон СВ может быть разбит на два поддиапазона, диапазон КВ может охватывать частотный интервал 3,95...12 МГц или ряд отдельных участков в этом интервале. Для автомобильных приемников группы 3 обязательным является также диапазон УКВ.

Стационарные приемники высшей и первой групп сложности должны принимать стереофонические передачи в диапазоне УКВ. Допускается возможность приема стереофонических передач для стационарных приемников других групп сложности, а также для переносных магнитол 3-й группы сложности при условии выполнения требований стандарта по 2-й группе сложности по диапазону воспроизводимых частот, отношению сигнал/шум, разделению стереоканалов и выходной мощности.

Номинальные значения промежуточных частот и допуски на них должны выбираться из ряда: (465 ± 2) кГц, (1,84 ± 0,008), (2,9 ± ± 0,01), (10,7 ± 0,1), (24,975 ± 0,1) МГц (для стационарных и переносных приемников) и из ряда: (465 ± 2) кГц, (6,8 ± 0,1), (10,7 ± ± 0,1) МГц (для автомобильных приемников).

Чувствительность, ограниченная шумами, в стереорежиме при отношении сигнал/шум 50 дБ по напряжению со входа для внешней антенны должна быть не хуже 275 мкВ. Двухсигнальная селективность по соседнему каналу в диапазоне УКВ (в монорежиме при расстройках ± 120 и ± 180 кГц) при включенной системе АПЧ определяется при отношении сигнал/помеха на выходе 20 дБ; при этом отношение помеха/сигнал на входе должно быть не менее 0 дБ. Номинальное напряжение питания автомобильных приемников 13,2 или 26,6 В (допустимые отклонения ± 15 %), приемников с автономными источниками — 3; 4; 5; 6; 9 или 12 В (допустимые отклонения от —30 до + 10 %). Нормы на остальные параметры приемников приведены в табл. VII.1 и VII.2, а требования по наличию потребительских удобств — в табл. VII.3 и VII.4. Нормы на основные параметры УЗЧ

Таблица VII.4. Потребительские (эксплуатационные) преимущества в стационарных и переносных радиовещательных приемниках (ГОСТ 5651—82)

Удобство	Наличие по группам сложности							
	стационарных приемников				переносных приемников			
	0	1	2	3	0	1	2	3
Встроенная антенна								
для диапазона УКВ	Н	Н	Н	Н	О	О	О	О
для остальных диапазонов	—	—	—	—	О	О	О	О
Магнитная антенна для ДВ и СВ	О	О	Н	Н	—	—	—	—
Автоподстройка частоты на УКВ*	О	О	О	Н	О	О	О	Н
Фиксированное положение «Местный прием»*2	О	О	Н	Н	Н	Н	Н	Н
Автоматическое переключение «моно—стерео» (отключаемое)	О	О	Н	Н	О	О	Н	Н
Бесшумная настройка на УКВ	О	О	О	Н	О	О	О*3	Н
Встроенный блок питания в переносных приемниках	—	—	—	—	О	О	О	Н
Указатели рабочего положения регуляторов	О	О	О	О	О	О	Н	Н
Подсветка шкалы	О	О	О	О	О	О	Н	Н
Регулятор полосы пропускания по промежуточной частоте в тракте АМ	О	О	Н	Н	О	О	Н	Н
Регулятор тембра								
по высоким частотам	О	О	О	Н	О	О	О	Н
по низким частотам	О	О	Н	Н	О	О	Н	Н
Отключение тонкомпенсации (при наличии)	О	О	Н	Н	Н	Н	Н	Н
Индикатор								
включения	О	О	О	О	О	О	О	О
настройки	О	О	Н	Н	О	О	Н	Н
наличия стереопередачи (в стереофонических приемниках)	О	О	О	О	О	О	О	О
многолучевого приема*4	О	Н	Н	Н	О*3	Н	Н	Н
Розетки или гнезда для подключения								
внешней антенны	О	О	О	О	О	О	О*3	О*3
магнитофона на запись	О	О	О	Н	О	О	Н	Н
звукоснимателя*5	О	Н	Н	Н	Н	Н	Н	Н
дополнительной выносной АС*6	О	О	Н	Н	О	О	Н	Н
телефона (стереотелефона)	О	О	О	Н	О	О	О	Н
внешнего источника питания*7	—	—	—	—	—	—	—	О

* В приемниках с синтезаторами частот и кварцованными гетеродинами необязательна.
*2 Необязательно, если выполняются требования к диапазону воспроизводимых частот, соответствующие положению «Местный прием» при уровнях входного сигнала 5...50 мВ или 5...50 мВ/м.
*3 В монофонических приемниках необязательна.
*4 Не требуется, если имеется выход для его подключения.
*5 Кроме радиол и магниторадиол.
*6 Для приемников, радиол и магниторадиол со встроенной АС.
*7 При отсутствии встроенного источника питания.
Примечание. О — обязательно, Н — необязательно.

приемников, имеющих вход УЗЧ для подключения внешних источников сигнала, приведены в табл. VI.2. Номинальная выходная мощность УЗЧ стационарных и переносных приемников, не имеющих такого входа, должна соответствовать ряду: 0,1; 0,25; 0,5; 1; 3; 6; 10; 15; 25; 35; 50; 75; 100 Вт.

Нормы на входные и выходные сопротивления и уровни сигналов для внешних подключений установлены в ГОСТ 24838—81. Приемники с трактом ЧМ, имеющие вход для подключения внешней антенны, должны быть рассчитаны на подключение антенны коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 75 Ом или симметричным фидером

с волновым сопротивлением 300 Ом. Выход приемника (тюнера) для подключения другой аппаратуры должен иметь выходное сопротивление не более 22 кОм. Напряжение сигнала на этом выходе должно быть равным 0,4...0,6 В при сопротивлении нагрузки 220 кОм и мощности высокочастотного сигнала на антенном входе диапазона УКВ 10 мкВт с девиацией частоты 40 кГц или напряжении 1 мВ высокочастотного сигнала с АМ глубиной 80 %. Минимальное напряжение на этом выходе должно быть не менее 0,2 В при девиации частоты 22,5 кГц и отношении сигнал/шум 26 дБ, а также при АМ с глубиной 30 % и отношении сигнал/шум 20 дБ. Выход для подключения головных телефонов должен иметь выходное сопротивление 120 Ом ± 20 % и номинальную выходную мощность не более 100 мВт. Распайка контактов соединителей выполняется в соответствии с табл. VI.3.

Параметры промышленных образцов бытовой радиоаппаратуры приведены в табл. VII.5 и VII.6.

2. Структурные схемы радиоприемников

В приемниках применяются прямое усиление сигналов до демодулятора и усиление с гетеродинным преобразованием частоты. Приемники прямого усиления более просты, поэтому более удобны для изготовления начинающими радиолюбителями, однако характеризуются сравнительно низкими показателями качества. Их чувствительность ограничена уменьшающимся с повышением рабочей частоты усилением, а селективность — возможным числом перестраиваемых в диапазоне частот, сопряженных в настройке колебательных контуров и трудностью сопряжения большого числа контуров. Приемники прямого усиления находят применение, как правило, в диапазонах ДВ и СВ. Структурные схемы этих приемников приведены на рис. VII.1. ВЦ содержит колебательный контур и выполняет предварительную селекцию сигналов. Усилитель радиочастоты усиливает сигналы и осуществляет основную селекцию. Демодулятор выделяет напряжение сообщения (например, звуковой программы), которое через регулятор усиления (громкости) поступает на УЗЧ. В УЗЧ повышается мощность сигнала звуковой частоты до значения, необходимого для нормальной работы оконечного устройства (громкоговорителя). Для повышения усиления и селективности приемников прямого усиления можно применить ПОС. Степень ПОС обычно регулируют при помощи конденсатора переменной емкости (рис. VII.1,*а*).Такой приемник называется регенеративным. Недостатки регенеративных приемников — усложнение настройки, зависимость параметров от напряжения питания и других факторов, значительные искажения сигналов.

В диапазоне УКВ иногда применяют сверхрегенеративные приемники. Принцип сверхрегенерации состоит в применении глубокой ПОС, достаточной для самовозбуждения радиочастотных колебаний в УРЧ, и в периодическом прерывании самовозбуждения со сверхзвуковой частотой. При этом среднее за период прерывания усиление может достигать миллиона, что позволяет получить высокую чувствительность приемника. Однако селективность сверхрегенеративного приемника невысока.

Радиолюбительские приемники прямого усиления часто выполняются с апериодическим УРЧ (рис. VII.1,*б*). В этом случае не требуется сопряжение перестраиваемых контуров. Однако селективность таких приемников низка, поэтому их используют для приема сигналов местных мощных радиостанций. Иногда приемники прямого усиления выполняют по рефлексной схеме (рис. VII.1,*в*). В таком приемнике

Таблица VII.5. Основные характеристики тюнеров, радиол, магниторадиол,

Тип	Чувствительность, ограниченная шумами, со входа для внешней антенны*, мкВ				Номинальный частот,
					в диа
	ДВ	СВ	КВ	УКВ	ДВ, СВ, КВ
Тюнеры					
«Корвет-104-стерео»	—	100	—	3	125...3550
«Прибой-114-стерео»	—	—	—	3	—
«Радиотехника-Т-101-стерео»	100	100	100	5	63...4000
«Россия-101-стерео»	—	—	—	5	—
«Эстония-Т-010-стерео»	—	150	—	2	150...3550
Тюнеры-усилители					
«Корвет-004-стерео»	—	—	—	1	—
«Ласпи-005-стерео»	50	50	—	2	40...7100
«Ленинград-016-стерео»	1	0,5	50	5	80...5600
Радиолы					
«Эстония-009-стерео»	—	150	—	2,5	125...3550
«Эстония-010-стерео»	—	150	—	2	125...3550
«Элегия-106-стерео»	100	100	100	5	63...6300
«Урал-208-стерео»	200	150	200	5	100...3550
«Вега-323-стерео»	200	150	200	15	100...3550
«Илга-301-1»	200	150	200	15	100...3550
«Сириус-315-пано»	200	150	200	15	100...3550
«Сириус-316-пано»	200	150	200	15	100...3550
«Серенада-406»	200	150	—	—	200...3150
Магниторадиолы					
«Такт-001-стерео»	200	150	200	2,5	125...3550
«Такт-011-стерео»	200	150	200	2,5	50...6300
«Радиотехника-МР-211-стерео»	100	100	100	5	50...4000
Автомобильные приемники					
«Былина-207»	150	50	—	4	100...3550
«Круиз-201»	160	50	50	4	100...4000
«Старт-207»	160	60	—	4	125...4000
«Урал-авто-2»	180	90	50	5	125...4000
«Былина-310»	220	60	—	5	100...3550
«Блюз-301»	220	60	—	5	100...3550
«Тернава-301»	220	60	—	5	100...4000
Автомобильные магнитолы					
«Гродно-208-стерео»	150	60	—	4	100...4000
«Звезда-204-стерео»	150	60	—	4	100...4000
«Старт-203-стерео»	160	50	—	4	100...3550
«Гродно-310-стерео»	200	60	—	5	100...4000
«Урал-333А-стерео»	200	60	—	5	100...3550
«Эола-310-стерео»	200	60	—	5	100...3550

* При отношении сигнал/шум не менее 20 дБ в диапазонах ДВ, СВ, КВ и не

** В монофоническом режиме.

диапазон воспроизводимых Гц		Номинальная выходная мощность, Вт	Тип ЭПУ	Тип АС	Потребляемая мощность, Вт
пазонах					
УКВ*2	при воспроизведении грамзаписи				
50...15000	—	—	—	—	7
31,5...15000	—	—	—	—	...
31,5...15000	—	—	—	—	30
31,5...16000	—	—	—	—	...
31,5...16000	—	—	—	—	...
31,5...16000	—	2×15	—	—	
16...16000	—	2×25	—	—	270
31,5...15000	—	2×4	—	—	...
40...16000	40...20000	2×25	ОЭПУ-82СК	25АС-311	130
40...16000	20...20000	2×35	«Эстония-010»	25АС-311	135
63...12500	31,5...16000	2×10	IЭПУ-95СМ	«Элегия-106»	70
63...12500	63...12500	2×6	IIЭПУ-62СП	6АС-401	40
100...10000	100...10000	2×2	IIЭПУ-62СП	3АС-505	40
100...10000	100...10000	3	IIIЭПУ-38М	6АС-509	40
100...10000	100...10000	2×2	IIIЭПУ-38М	3АС-2	80
100...10000	100...10000	2×1	IIIЭПУ-38М	3АС-2	40
—	150...10000	1	IIIЭПУ-38М	—	25
40...15000	20...20000	2×35	ОЭПУ-82СК	35АС-201	250
31,5...15000	20...20000	2×35	ОЭПУ-82СК	35АС-012	250
31,5...15000	63...14000	2×10	IЭПУ-70С	10АС-221	70
100...10000	—	3	—	—	
100...10000	—	3	—	—	
125...7100	—	3	—	—	
125...7100	—	2	—	—	
125...6300	—	2	—	—	
125...6300	—	2	—	—	
100...10000	—	2	—	—	
100...10000	—	2×3	—	—	
80...10000	—	2×2,5	—	—	
100...10000	—	2×3	—	—	
100...10000	—	2×3	—	—	
100...10000	—	2×3	—	—	
100...10000	—	2×3	—	—	

менее 26 дБ в диапазоне УКВ.

Таблица VII.6. **Основные характеристики переносных приемников и магнитол**

Тип	Чувствительность, ограниченная шумами*				Номинальный диапазон воспроизводимых частот, Гц, в диапазонах		Номинальная выходная мощность, Вт	Источник питания
	с внутренней магнитной антенной, мВ/м		со штыревой антенной, мкВ/м					
	ДВ	СВ	КВ	УКВ	ДВ, СВ, КВ	УКВ*3		
Приемники								
«Ленинград-015»	0,8	0,5	60	5	80...5600	80...12500	2×4	6 элементов 373, сеть 220 В, внешний источник 9 В
«Салют-001»	1,0	0,5	150	10	80...4000	80...12500	1	6 элементов 373, сеть 127/220 В, внешний источник 9 В
ВЭФ-214	1,5	0,7	200	50	150...4000	150...10000	0,5	6 элементов 373, сеть 220 В
«Меридиан-230»	1,4	0,85	250	35	125...4000	125...10000	0,4	6 элементов 343, сеть 127/220 В
«Меридиан-235»	250*2	200*2	150*2	20*2	125...4000	125...10000	1,4*4	6 элементов 343, сеть 127/220 В
«Океан-214»	1,0	0,7	150	35	125...4000	125...10000	0,5	6 элементов 373, сеть 220 В
«Океан-221»	1,5	1,0	250	35	125...4000	125...10000	0,5	6 элементов 373, сеть 127/220 В
«Спидола-232»	1,5	0,8	200	—	125...4000	—	0,4	6 элементов 373
«Уфа-201»	2	1	250	25	250...3550	270...7100	1	6 элементов 373, сеть 127/220 В
«Уфа-202»	1,5	1	250	15	125...4000	125...10000	1	6 элементов 373, сеть 127/220 В
«Альпинист-320»	1,8	0,8	—	—	200...3550	—	0,25	6 элементов 343,2, батарей 3336, сеть 220 В
«Апогей-301»	—	1,2	400	100	250...3550	250...7100	0,4	6 элементов 373, сеть 127/220 В
«Вега-341»	2	1,5	—	—	315...3550	—	0,5	4 элемента А316, внешний источник 9В
«Гиала-303»	2	1	400	50	250...3550	250...7100	1	6 элементов 373, сеть 220 В
«Домбай-306»	2,1	1,2	450	90	250...3550	250...7100	0,3	6 элементов 373, сеть 220 В
«Кварц-302»	2,5	1,2	—	—	450...3150	—	0,1	«Крона ВЦ», «Корунд»
«Кварц-309»	—	1,2	500	—	450...3150	—	0,1	4 элемента 316
«Нейва-304»	1,2	0,8	—	—	450...3150	—	0,1	«Крона ВЦ», 7Д-0,115
«Россия-303-1»	2,2	1,2	450	—	315...3550	—	0,1	4 элемента 316
«Россия-306»	2,1	1,2	450	90	250...3550	250...7100	0,3	6 элементов 373, сеть 127/220 В

«Селга-312»	1,8	0,8	—	—	200…3550	—	0,25	6 элементов 343, сеть 220 В, внешний источник 9 В
«Сигнал-304»	1,2	0,8	—	—	450…3150	—	0,1	«Крона ВЦ», 7Д-0,115
«Сокол-309», «Гиала-410»	1,5	0,8	500	50	250…3550	250…7100	0,5	6 элементов 343, сеть 220 В
«Кварц-406»	—	1,5	750	—	450…3150	—	0,1	«Крона ВЦ»
«Кварц-408»	1	0,5	—	—	450…3150	—	0,1	«Крона ВЦ»
«Нейва-403»	1,2	0,8	—	—	450…3150	—	0,1	«Крона ВЦ»
«Селга-410»	3	1,6	—	—	315…3550	—	0,1	4 элемента 316
«Сигнал-403»	1,2	0,8	—	—	450…3150	—	0,1	«Крона ВЦ»
«Сокол-407»	1,5	0,8	—	—	450…3150	—	0,1	4 элемента 316
«Хазар-404»	2	1,5	—	—	250…3550	—	0,3	6 элементов 343,2 батареи 3336Л
«Олимпик-2»	—	2,2	400	—	450…3150	—	0,1*4	«Крона ВЦ», 7Д-0,115
«Свирель-2»	3	1,6	—	—	450…3150	—	0,05	2 элемента 316
«Юниор»	—	—	—	20	—	450…3150	0,07	«Крона ВЦ»
Магнитолы								
«Арго-002-стерео»	0,6	0,3	80	2	80…4000	80…12500	2×3	6 элементов 373, сеть 127/220 В, внешний источник 12 В
«Арго-004-стерео», «Берестье-004-стерео»	0,6	0,3	80	2	80…4000	80…12500	2×3,5	6 элементов 373, сеть 127/220 В
«Аэлита-102», «Рига-111»	2	1,5	350	10	125…4000	125…12500	1	6 элементов 373, сеть 127/220 В
«Казахстан-101-стерео»	—	1,5	500	15	100…3550	100…12500	2×1,6	6 элементов 373, сеть 127/220 В
«Рига-120В-стерео»	1,2	0,5	300	7	100…4000	63…12500	2×4	8 элементов 373, сеть 127/220 В, внешний источник 12 В
«Сокол-109»	1,5	0,7	300	15	100…4000	100…12500	0,8	6 элементов 373, сеть 127/220 В
«Весна-210»	—	0,4	—	35	125…4000	125…10000	1	6 элементов 373, сеть 127/220 В
«ВЭФ-280-стерео»	0,6	0,3	50	50	125…4000	125…10000	2×3	8 элементов 373, сеть 220 В
«Ореанда-203-стерео», «Бирюза-202-стерео»	2	1,2	400	15	315…3150	63…12500	2×1	7 элементов А343, сеть 220 В
«Томь-206-стерео»	—	1,5	350	50	125…4000	125…12500	2×2,5	6 элементов 373, сеть 127/220 В
«Вега-328-стерео»	—	1,5	500	50	200…3550	200…10000	2×0,5	6 элементов 373, сеть 220 В
«Рига-310-стерео»	1,5	0,8	—	50	100…4000	100…10000	2×1	6 элементов 373, сеть 220 В

* При отношении сигнал/шум не менее 20 дБ в диапазонах ДВ, СВ, КВ и не менее 26 дБ в диапазоне УКВ.
*2 Чувствительность со входа для внешней антенны, мкВ.
*3 В монофоническом режиме.
*4 Максимальная выходная мощность.

сигнал звуковой частоты с выхода демодулятора поступает для усиления в каскаде, который выполняет функции УРЧ и УЗЧ. Совмещение функций в одном каскаде возможно благодаря значительному различию между частотами сигналов. Недостаток рефлексного приемника — повышенный уровень искажений сигналов.

Супергетеродинные приемники характеризуются высокими показателями качества, однако имеют более сложную схему (рис. VII.2,*а*). ВЦ и УРЧ осуществляют предварительную селекцию сигналов, что способствует уменьшению искажений в смесителе частот (См), и усиление их. При достаточно низком уровне собственных шумов ВЦ и УРЧ повышается отношение сигнал/шум на выходе приемника вследствие

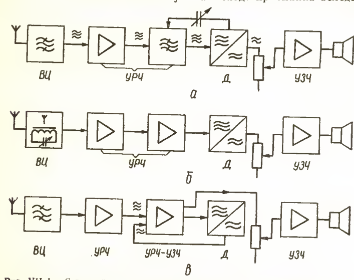


Рис. VII.1. Структурные схемы радиоприемников прямого усиления: *а* — регенеративного; *б* — с апериодическим УРЧ; *в* — рефлексного.

перекрытия шумов смесителя частот усиленным сигналом. В смесителе частот происходит преобразование модулированного колебания с частотой принимаемого сигнала в модулированное колебание промежуточной частоты (постоянной для данного приемника) без изменения формы огибающей. Частота принимаемого сигнала $f_с$ определяется частотой гетеродина (Г) $f_г$ и промежуточной частотой $f_{пр}$ (обычно $f_с = f_г - f_{пр}$). Усилитель ПЧ выполняет основную селекцию принимаемого сигнала и усиливает его до уровня, достаточного для нормальной работы Дм. Постоянство настройки ФПЧ позволяет увеличить число резонансных контуров, использовать пьезокерамические, электромеханические и другие ФСС и достичь таким образом высокой селективности приемника по соседнему каналу приема. Чувствительность супергетеродинных приемников почти не зависит от частоты настройки, поскольку усиление сигнала осуществляется в основном в УПЧ. Легкодостижимый запас усиления позволяет применить систему АРУ и расширить тем самым радиочастотный динамический диапазон приемника. Недостаток супергетеродинных приемников — наличие побочных каналов приема, из которых основными (наиболее опасными)

являются зеркальный канал и канал приема на промежуточной частоте. Ослабление приема по побочным каналам достигается повышением селективности преселектора (ВЦ и УРЧ) и линейности УРЧ, а также правильным выбором ПЧ.

Приемники сигналов с ЧМ обычно выполняются по супергетеродинной схеме (рис. VII.2,*а*) и отличаются от приемников сигналов с АМ демодулятором. В приемнике сигналов с АМ демодулятором служит амплитудный детектор, в приемнике сигналов с ЧМ — частотный детектор. При использовании частотных детекторов некоторых типов требуется предварительное ограничение амплитуды сигнала на входе детектора с целью устранения сопутствующей (паразитной) АМ.

В приемниках прямого преобразования (рис. VII.2,*б*) частота гетеродина равна частоте принимаемого сигнала, поэтому ПЧ равна

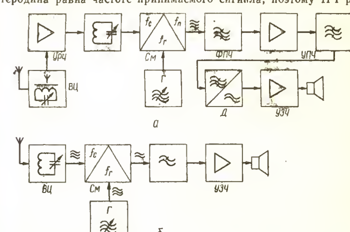


Рис. VII.2. Структурные схемы супергетеродинного приемника (*а*) и приемника прямого преобразования (*б*).

нулю. Следовательно, модулированное колебание с частотой принимаемого сигнала преобразуется в См в напряжение сообщения (звуковой частоты), которое выделяется ФНЧ, а См является синхронным детектором. Для синхронизации гетеродина необходимо применять систему ФАПЧ (см. § 10 данной главы). Чувствительность приемника прямого преобразования определяется усилением УЗЧ, а селективность — крутизной спада АЧХ ФНЧ. Достоинства такого приемника — простота, отсутствие высокочастотного зеркального канала и комбинационных помех, недостатки — наличие низкочастотного зеркального канала приема, чувствительность к наводкам фона переменного тока, возможность самовозбуждения УЗЧ вследствие большого усиления, повышенное излучение с частотой гетеродина, возможность прямого детектирования сильных сигналов с АМ от местных радиостанций.

Бытовые приемники предназначаются для приема радиовещательных программ с АМ в диапазонах ДВ, СВ и КВ и с ЧМ в диапазоне УКВ (см. табл. VII.1 и VII.2). Поскольку для приема сигналов с ЧМ требуется более широкая полоса пропускания тракта до демодулятора, применяются различные ФПЧ для сигналов с АМ и с ЧМ. По этой причине и для повышения селективности по зеркальному

каналу в диапазоне УКВ используют более высокую промежуточную частоту (см. п. 1 данной главы). Приемники с диапазоном УКВ обычно выполняют по структурной схеме, приведенной на рис. VII.3. При приеме сигналов с ЧМ используется отдельный блок УКВ (БУКВ), который содержит ВЦ, УРЧ, См и гетеродин. Смеситель тракта сигналов с АМ при приеме сигналов с ЧМ (в диапазоне УКВ) используется в качестве каскада УПЧ. При приеме в диапазоне УКВ демодуляция осуществляется частотным детектором (ЧД), при приеме в остальных диапазонах — амплитудным детектором (АД). В некоторых приемниках тракты приема сигналов с АМ и с ЧМ полностью разделены (А-271, «Былина» и др.).

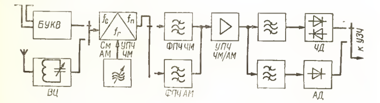


Рис. VII.3. Структурная схема приемника сигналов с АМ и ЧМ.

3. Ориентировочный расчет структурной схемы супергетеродинного приемника

Расчет необходимой полосы пропускания до демодулятора. Полоса пропускания до демодулятора и форма АЧХ в пределах полосы пропускания должны удовлетворять требованиям допустимых искажений сигнала. Необходимая полоса пропускания $П$ определяется реальной шириной спектра частот принимаемого сигнала ΔF_c и запасом по полосе частот $\Delta f_{зап}$, зависящим от нестабильностей частот принимаемого сигнала и гетеродинов приемника, а также от погрешностей при настройке отдельных контуров и всего приемника: $П = \Delta F_c + \Delta f_{зап}$. Реальная ширина спектра частот принимаемого сигнала зависит от вида модулирующего сигнала (речь, музыка, телеграфные посылки и др.), параметров модуляции и допустимых искажений. При АМ $\Delta F_c = 2F_{max}$, где F_{max} — максимальная частота спектра модулирующего сигнала (полосы воспроизводимых частот). Значения F_{max} для бытовых приемников приведены в табл. VII.1 и VII.2. При ЧМ $\Delta F_c = 2F_{max}(1 + \psi_m + \sqrt{\psi_m})$, где $\psi_m = \Delta f_m/F_{max}$ — индекс ЧМ; Δf_m — максимальное отклонение частоты при модуляции (в радиовещании $\Delta f_m = 50$ кГц). Значение $\Delta f_{зап}$ необходимо задавать для приемников, рассчитанных на беспоисковый и бесподстроечный прием. При приеме с поиском и подстройкой расхождение частот передатчика и приемника устраняется оператором.

Выбор промежуточной частоты. Для бытовых приемников промежуточные частоты трактов сигналов с АМ и ЧМ установлены ГОСТами (см. с. 455). При выборе ПЧ для других приемников нужно руководствоваться следующим.

1. Промежуточная частота должна быть вне диапазона (поддиапазона) рабочих частот приемника и отстоять как можно дальше от его границ, поскольку при этом легче получить требуемую селективность по промежуточной частоте.

2. Промежуточная частота должна быть как можно дальше от частот, на которых работают мощные радиостанции.

3. При более высокой ПЧ: а) лучше фильтрация напряжения ПЧ на выходе демодулятора, причем практически достаточно, чтобы ПЧ в 5...10 раз превышала высшую частоту спектра модулирующего сигнала; б) более устойчиво работает система АПЧ; в) выше селективность по зеркальному каналу и другим побочным каналам приема.

4. При более низкой ПЧ можно получить: а) более высокую селективность по соседнему каналу; б) более высокое устойчивое усиление на один каскад; в) меньшую зависимость усиления и полосы пропускания от разброса и изменения параметров транзисторов; г) меньший уровень шумов в УПЧ.

Распределение допустимой неравномерности частотной характеристики по каскадам. Для стационарных и переносных бытовых приемников ГОСТом установлена допустимая неравномерность частотной характеристики по звуковому давлению в диапазоне воспроизводимых частот (см. табл. VII.1). Можно принять неравномерность частотной характеристики АС (громкоговорителя или группы громкоговорителей) равной 6 дБ. Остальную неравномерность в тракте сигналов с АМ можно распределить следующим образом: ВЦ и УРЧ — 3...
...6 дБ на СВ; 7...10 дБ на ДВ и 1...1,5 дБ на КВ; УПЧ — 2...5 дБ; ДМ — 0,5...1 дБ. В УЗЧ высшие частоты могут быть подняты за счет коррекции АЧХ, поэтому неравномерность АЧХ УЗЧ можно принимать от 0 до —3...6 дБ. Большие значения неравномерности в ВЦ следует принимать в тех случаях, когда приемник должен работать с ферритовой антенной. В УПЧ большие значения неравномерности следует принимать для одноконтурных каскадов, а меньшие — для каскадов с ДПФ и ФСС. В тракте сигналов с ЧМ неравномерность частотной характеристики до ЧД не должна превышать 6 дБ, причем практически она полностью определяется каскадами УПЧ.

В приемниках для телефонной связи неравномерность частотной характеристики каскадов до См обычно принимают 1...3 дБ, каскадов УПЧ — 3...5 дБ, демодулятора 0,5...1 дБ.

Выбор числа контуров преселектора. Так как контуры преселектора диапазонных приемников перестраиваются, то увеличение их числа очень усложняет приемник. Обычно в бытовых и любительских связных приемниках применяют не более двух контуров преселектора.

Вначале число контуров принимают равным единице, затем находят максимально допустимую эквивалентную добротность контура $Q_э$ для наименьшей частоты каждого поддиапазона:

$$Q_э = f_{\min} \sqrt{d_п^2 - 1}/П_{пс},$$

где $f_{\min}$ — минимальная частота поддиапазона; $d_п$ — неравномерность частотной характеристики, отн. ед. (не в децибелах!); $П_{пс}$ — полоса пропускания преселектора (для диапазонов ДВ и СВ принимают, учитывая неточность сопряжения контуров, $П_{пс} = П + (1...$
$...2)$ кГц). Для поддиапазонов КВ можно принять $Q_э = 60...100$.

Селективность по зеркальному каналу $d_з$ определяют на максимальной частоте каждого поддиапазона:

$$d_з = \left(\frac{f_{\max} + 2f_{пр}}{f_{\max}} - \frac{f_{\max}}{f_{\max} + 2f_{пр}}\right) Q_э,$$

где $f_{пр}$ — промежуточная частота приемника.

Если селективность по зеркальному каналу меньше требуемой, следует увеличить число контуров преселектора до двух. При этом на поддиапазонах КВ рекомендуется применить резонансный УРЧ, а на поддиапазонах ДВ и СВ — двухконтурную ВЦ. На поддиапазоне УКВ обычно используется один контур в ВЦ и один в УРЧ.

Выбор селективной системы УПЧ. В сравнительно простых приемниках, в которых полоса пропускания не регулируется, в качестве селективных элементов УПЧ как правило применяют ФСС на входе (как нагрузку смесителя). Последний каскад УПЧ выполняют с одиночным колебательным контуром, остальные — апериодическими. Полоса пропускания последнего каскада в два-три раза шире полосы пропускания приемника, поскольку требуемая АЧХ УПЧ формируется в ФСС.

В тракте УПЧ высококачественных бытовых приемников для приема сигналов с ЧМ применять ФСС не рекомендуется, поскольку он может вносить фазовые искажения, которые при последующем детектировании приведут к искажениям формы сигнала.

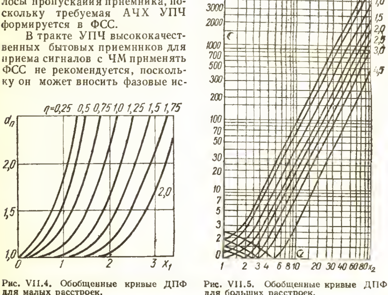


Рис. VII.4. Обобщенные кривые ДПФ для малых расстроек.

Рис. VII.5. Обобщенные кривые ДПФ для больших расстроек.

В приемниках с регулируемой полосой пропускания, а также в приемниках для приема передач с ЧМ в качестве селективных элементов УПЧ применяют двухконтурные ДПФ. В начале расчета задаются числом ДПФ, равным n (обычно не менее двух), и определяют неравномерность АЧХ в полосе пропускания одного ДПФ: $d_{п1} = \sqrt[n]{d_п}$, где $d_п$ — неравномерность АЧХ всего УПЧ, включая ДПФ смесителя частот, отн. ед.

Принимают значение параметра связи между контурами ДПФ η, определяющего форму АЧХ ДПФ. При $\eta < 1$ АЧХ имеет вид одногорбой, при $\eta > 1$ — двугорбой резонансной кривой. Прямоугольность АЧХ лучше при $\eta > 1$, однако в этом случае для настройки ДПФ нужны приборы, позволяющие наблюдать АЧХ на экране осциллографа. Поэтому чаще выбирают $\eta \leqslant 1$. Максимальная селективность

для данного числа контуров получается при выборе оптимального значения η, определяемого по формуле

$$\eta_{опт} = d_п (1 + \sqrt{1 - 1/d_п^2}).$$

По графику, приведенному на рис. VII.4, определяют обобщенную расстройку x_1, затем рассчитывают необходимую эквивалентную добротность контуров ДПФ $Q_э = x_1 f_п / П$, где $П$ — полоса пропускания приемника.

Рассчитывают обобщенную расстройку x_2, соответствующую абсолютной расстройке Δf для соседнего канала: $x_2 = 2\Delta f Q_э / f_{пр}$. По значению x_2 из графиков (рис. VII.5) определяют селективность по соседнему каналу для одного ДПФ $d_{с1}$. Селективность всего УПЧ, дБ, $d_с = 20 \lg d_{с1}^n$. Если селективность недостаточная, выбирают большее значение η (но не больше $\eta_{опт}$) или увеличивают число ДПФ и выполняют расчет снова.

Определение необходимого числа каскадов усиления. При приеме на ФА напряжение сигнала на входе первого каскада (УРЧ или См) $U_{вх1} = 10 h_д E p Q_э$ (в микровольтах), где $h_д$ — действующая высота ФА, см; E — напряженность поля, равная чувствительности приемника, мВ/м; p — коэффициент включения входа первого каскада в контур ФА; $Q_э$ — эквивалентная добротность контура. Для ориентировочного расчета можно принять $h_д = 1$ см и $p = 0{,}05...0{,}15$ (если первый каскад выполнен на БТ). Большие значения p выбирают при более широкой полосе пропускания преселектора и более высокой добротности ФА. Если первый каскад приемника выполнен на ПТ, применяется полное включение его входа в контур ФА, при этом $p = 1$.

При приеме на внешнюю антенну $U_{вх1} = K_{ВЦ} U_ч p$, где $K_{ВЦ}$ — коэффициент передачи ВЦ; $U_ч$ — ЭДС в антенне, равная чувствительности приемника. Для диапазонов ДВ и СВ значения $K_{ВЦ}$ можно принимать в пределах 2...3 при $Q_э = 20...40$; 3...5 при $Q_э = 40...100$ и 5...7 при $Q_э = 100...150$; для диапазонов КВ и УКВ — в 1,5... ...2 раза меньше.

Необходимый коэффициент усиления от входа первого каскада до входа Дм

$$K_\Sigma = U_{Дм} k_{зап} / U_{вх1},$$

где $U_{Дм}$ — напряжение сигнала на входе Дм; $k_{зап}$ — коэффициент запаса, учитывающий разброс параметров транзисторов. Коэффициент запаса следует выбирать в пределах 1,5...3 (большие значения относятся к диапазону УКВ). Напряжение на входе диодного детектора (тракт приема сигналов с АМ) можно принимать в пределах 0,05...0,5 (большие значения выбираются для более сложных приемников), на входе дробного детектора (тракт приема сигналов с ЧМ) — в пределах 0,01...0,05 В.

Максимальный устойчивый коэффициент усиления селективного каскада на БТ с ОЭ (без нейтрализации) определяют по формуле

$$K_{уст} = 200 \sqrt{S / (f_{max} C_к)},$$

на ПТ с ОИ — по формуле

$$K_{уст} = 200 \sqrt{S / (f_{max} C_{ЗИ})},$$

где S — крутизна транзистора на максимальной рабочей частоте каскада (см. гл. IV, п. 2), мСм; f_{max} — максимальная рабочая частота каскада, кГц; $C_к$ — емкость коллекторного перехода, пФ; $C_{зи}$ — емкость затвор — исток, пФ.

Необходимый коэффициент шунтирования контура входным сопротивлением транзистора для получения требуемой добротности контура находят по формуле $\psi = Q_э/Q_к$, где $Q_к$ — добротность ненагруженного контура.

Максимальный реально достижимый коэффициент усиления селективного каскада на БТ на максимальной рабочей частоте при оптимальном согласовании (для получения расчетной эквивалентной добротности контура находят) по формуле

$$K_{max} = 0{,}5\,S\,(1-\psi)/\sqrt{g_{11}g_{22}},$$

где g_{11} и g_{22} — активные составляющие входной проводимости транзистора последующего каскада и выходной проводимости данного каскада соответственно на максимальной рабочей частоте диапазона (см. гл. IV, п. 2), мСм; S — крутизна транзистора на этой же частоте, мСм. Из значений $K_{уст}$ и K_{max} берут меньшее, которое принимают за коэффициент усиления одного каскада УПЧ $K_{УПЧ}$ (без нейтрализации). Для каскадов на ПТ принимают значение $K_{УПЧ} = K_{уст}$.

Коэффициент передачи напряжения ПрЧ $K_{ПрЧ}$ с такой же нагрузкой, как в каскадах УПЧ, можно принять равным $0{,}25K_{УПЧ}$. Если нагрузкой ПрЧ является ФСС, то

$$K_{ПрЧ} \approx 0{,}25\,SK_{ФСС}\sqrt{W/g_{11}},$$

где S — крутизна транзистора, мСм; W — характеристическое сопротивление ФСС, кОм; g_{11} — активная составляющая входной проводимости транзистора следующего каскада, мСм; $K_{ФСС}$ — коэффициент передачи ФСС. Значения W и $K_{ФСС}$ определяются при расчете ФСС (см. п. 9 данной главы).

Необходимый коэффициент усиления всего УПЧ

$$K_{УПЧ\Sigma} = K_{\Sigma}/(K_{УРЧ}\,K_{ПрЧ}),$$

где $K_{УРЧ}$ — коэффициент усиления УРЧ. Для апериодического УРЧ на БТ в диапазонах ДВ и СВ можно принять $K_{УРЧ} = 3...5$, для апериодического каскада УПЧ — $K_{УПЧ} = 5...10$ на частоте 465 кГц. Число каскадов УПЧ выбирают таким, при котором его коэффициент усиления не меньше требуемого $K_{УПЧ\Sigma}$.

Для определения числа каскадов УЗЧ подсчитывают общий коэффициент усиления мощности

$$K_{PУЗЧ} = P_{вых}\,R_{вх}/U_{вх}^2,$$

где $P_{вых}$ — максимальная выходная мощность УЗЧ; $R_{вх}$ — входное сопротивление УЗЧ; $U_{вх}$ — напряжение на входе УЗЧ, соответствующее его чувствительности.

Коэффициент усиления мощности выходного каскада в зависимости от типа транзистора равен 30...100, а остальных каскадов — 30... ...300. Если в УЗЧ предполагается регулировка тембра с подъемом АЧХ, то необходимо ввести дополнительный каскад усиления, а при глубокой ООС — еще один.

4. Встроенные антенны

Антенна в значительной мере определяет качество приемника. От эффективности ее работы и чувствительности к промышленным помехам зависит качество воспроизведения принимаемой программы. Для ослабления влияния помех применяют направленные антенны, реализуя таким образом пространственную избирательность.

Основные параметры приемных антенн. *Действующая высота* характеризует уровень сигнала на входе приемника, так как ЭДС, развиваемая антенной, $E_А = Eh_д$, где E — напряженность поля в месте установки антенны; $h_д$ — действующая высота.

Выходное сопротивление — сопротивление переменному току между точками подключения антенны. В общем случае выходное сопротивление имеет активную и реактивную составляющие. Если антенна настроена в резонанс с сигналом, реактивная составляющая равна нулю.

Частотная характеристика — зависимость выходного сопротивления антенны от частоты сигнала.

Диаграмма направленности — график зависимости ЭДС, наведенной в антенне электромагнитным полем, от направления на источник излучения.

Ферритовые антенны широко применяются в переносных и высококачественных стационарных бытовых приемниках. Конструктивно ФА представляет собой катушку, размещенную на ферритовом стержне, и является разновидностью магнитной антенны, поэтому не реагирует на электрическую составляющую электромагнитного поля. Ферритовая антенна менее чувствительна, чем, например, штыревая, к промышленным помехам в ближней зоне, в которой существенно преобладает электрическая составляющая поля. Диаграмма направленности ФА имеет форму «восьмерки» с тупыми максимумами в плоскости, перпендикулярной к оси стержня, и острыми минимумами по оси стержня. Это позволяет во многих случаях исключить воздействие помехи при незначительной потере сигнала. Недостаток ФА — сравнительно малая действующая высота. Для увеличения действующей высоты следует применять сердечники (стержни) с возможно большим отношением длины к диаметру из феррита, характеризующегося наибольшим отношением начальной магнитной проницаемости к тангенсу угла потерь (см. гл. I, п. 6). Для диапазона ДВ используются никслевоцинковые ферриты с начальной магнитной проницаемостью 600...1000, для диапазона СВ — 400...600, для диапазона КВ — 100...200, а для УКВ — 15...30. Для катушек применяют как можно более тонкие каркасы. Обмотки изготовляют из проводов в эмалевой или эмалево-шелковой изоляции, в том числе из высокочастотного обмоточного провода (см. гл. I, п. 2). В антеннах диапазона УКВ обмотка выполняется в виде одного витка из медной фольги.

Основные конструктивные и электрические параметры ферритовых антенн для различных диапазонов волн приведены в табл. VII.7. По данным таблицы можно изготовить антенну с определенными параметрами. Для изготовления антенны с другими параметрами задают длину катушки b и расстояние x от середины ферритового стержня до середины катушки (рис. VII.6); затем выбирают диаметр каркаса катушки $D_к$. По графику, приведенному на рис. VII.6, определяют значения коэффициентов k_1 (в зависимости от отношения b/l, где l — длина стержня) и k_2 (в зависимости от отношения $2x/l$), а по графику, показанному на рис. VII.7,— значение коэффициента k_3 (в зависимости от отношения b/D, где D — средний диаметр катушки, равный

Таблица VII.7. Основные параметры ферритовых антенн

Типоразмер стержня*	Марка феррита	Число витков	Марка провода	Индуктивность, мкГн	Добротность	Диапазон волн
С8×60	600НН	86	ЛЭШО 20×0,07	320	120	СВ
С8×80	600НН	81		320	120	СВ
С8×160	600НН	67		320	120	СВ
С8×160	400НН	208	ПЭВ-1 0,12	3000		ДВ
		67		200		СВ
С8×160	400НН	275	ПЭВ-2 0,1	5200		ДВ
		75	ЛЭШО 10×0,07	390		СВ
С10×200	400НН	154	ПЭВ-1 0,12	2250		ДВ
		48	ЛЭШО 10×0,07	210		СВ
		178	ПЭВ-2 0,12	2600		ДВ
		58	ЛЭШО 10×0,07	225		СВ
С10×200	400НН	130	ПЭВТЛ-1 0,06	1400		ДВ
		50	ПЭВТЛ-1 0,12	200		СВ
		220	ПЭВТЛ-1 0,12	4000		ДВ
		63	ПЭВТЛ-1 0,12	360		СВ
С8×100	30ВЧ2	1*²	—	0,13	200	УКВ
С8×200	30ВЧ2	1*²	—	0,14	200	УКВ
П9×3×70	700НМ	150	ПЭВТЛ 5×0,06	490	130	СВ
П11×3×48	600НН	400	ПЭЛШО 0,1	7200	150	ДВ
П23×3×100	600НН	280	ПЭВ-2 0,09	5200		ДВ
		80	ЛЭШО 10×0,07	420		СВ
П11×3×48	600НН	120	ЛЭШО 15×0,05	660	270	СВ
С8×100	150ВЧ	9*³	ПЭЛШО 0,47	4...5		КВ

* С — стержень круглого сечения, П — пластинчатый; цифры — габаритные размеры, мм.
*² Из медной фольги шириной 82 мм.
*³ С шагом 2 мм.

сумме диаметров каркаса и провода). По графику (рис. VII.8) определяют относительную магнитную проницаемость ферритового стержня μ_c (в зависимости от начальной магнитной проницаемости феррита $\mu_н$ и отношения l к диаметру стержня D_c). Число витков катушки определяют по формуле

$$w = \sqrt{LD/\mu_c k_1 k_2 k_3 D_c^2},$$

где L — индуктивность катушки (определяют при расчете ВЦ), мкГн; D — диаметр катушки, см; D_c — диаметр стержня, см. Далее определяют фактическую длину катушки и, если она отличается от выбранной вначале более чем на 10 %, расчет выполняют вновь, приняв найденное значение длины в качестве исходного.

Действующая высота ФА определяется по формуле

$$h_д = \mu_c wS/1600\,\lambda,$$

где $h_д$, м; λ — длина волны, м; S — площадь поперечного сечения стержня, см^2. Для повышения эффективности ФА связывают в пучок несколько ферритовых стержней.

Двухдиапазонную ФА выполняют на двух или одном стержне. Во втором случае катушки разных диапазонов располагают ближе к концам стержня. Добротность одностержневой антенны меньше, чем двухстержневой, вследствие поглощения энергии катушкой другого диапазона. В двухдиапазонной антенне, выполненной на одном стержне, нерабочая катушка ДВ (при работе на СВ) должна быть замкнута накоротко, а при работе на ДВ катушка СВ с подключенным к ней

конденсатором должна образовать колебательный контур, настроенный на частоту 605...610 кГц.

Рамочная антенна представляет собой катушку индуктивности, выполненную в виде рамки или кольца. Преимущества рамочной антенны по сравнению с ферритовой следующие: большая действующая высота в диапазоне КВ, меньшая зависимость индуктивности от температуры, более высокая механическая прочность, меньшая подверженность магнитным наводкам. Добротность рамочной антенны с повышением частоты растет (ферритовой падает), что позволяет достичь меньшего изменения полосы ВЦ в диапазоне рабочих частот.

Рамочные антенны применяют в диапазоне КВ в стационарных бытовых приемниках и приемниках для «охоты на лис». В стационарных приемниках рамочные антенны размещают чаще всего на задней

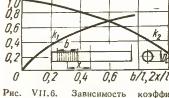


Рис. VII.6. Зависимость коэффициентов k_1 и k_2 от размеров ферритовой антенны.

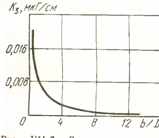


Рис. VII.7. Зависимость коэффициента k_3 от размеров катушки.

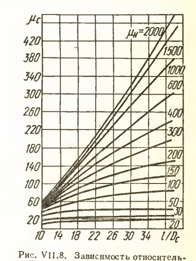


Рис. VII.8. Зависимость относительной магнитной проницаемости ферритового стержня от его размеров.

стенке. Более высокая эффективность антенны достигается при откидной конструкции рамки, позволяющей в рабочем положении развернуть ее над корпусом приемника и поворачивать с целью выбора наиболее выгодного положения диаграммы направленности. Иногда в приемнике устанавливают две последовательно включенные рамки, ориентированные по взаимно перпендикулярным направлениям. Концы одной из рамок можно переключать, что дает возможность выбрать наилучшее положение диаграммы направленности. Каждая рамка должна быть расположена в вертикальной плоскости. Диаграмма направленности рамочной антенны имеет такой же вид, как ферритовой. Направление максимума диаграммы направленности совпадает с плоскостью рамки. Число витков рамки для диапазона КВ может быть 1...4 в зависимости от ее размеров и диапазона рабочих частот. Для приемника с растянутыми диапазонами КВ больше всего подходит одновитковая рамка. Настраивают контур рамочной антенны при помощи подстроечных катушек, включаемых последовательно или параллельно рамке.

Действующая высота рамочной антенны определяется по формуле $h_д = 2\pi wS/\lambda$, где $h_д$, м; w — число витков; S — площадь рамки, м²; λ — длина волны, м. Индуктивность антенны, выполненной в виде кольца, $L_р = 2\pi D_р w^2 (\ln 8D_р/d - 2)\ 10^{-4}$, где $D_р$ — диаметр рамки, мм; w — число витков; d — диаметр провода, мм. Если рамка квадратная, вместо $D_р$ в формулу подставляют среднее арифметическое диаметров вписанной в рамку и описанной окружностей.

Встроенные телескопические антенны используются в переносных приемниках на диапазонах КВ и УКВ. Конструктивно они состоят из нескольких выдвижных коленьев разного диаметра. Число коленьев зависит от заданной длины антенны и размеров приемника. В диапазоне УКВ используют горизонтальные симметричные и несимметричные вибраторы, а в диапазоне КВ — исключительно вертикальные несимметричные. В портативных приемниках применяется несимметричный телескопический штырь, общий для диапазонов КВ и УКВ, а в автомобильных приемниках — также и для ДВ и СВ.

Действующая высота симметричного вибратора с общей длиной, меньшей половины длины волны ($2l < 0{,}5\lambda$), определяется по формуле $h_д = \lambda\ \mathrm{tg}\ (2\pi l/\lambda)\ \pi$, где λ — длина волны; l — длина одного плеча вибратора. Максимум диаграммы направленности расположен перпендикулярно к оси вибратора. Действующая высота несимметричного вибратора длиной l в два раза меньше, чем симметричного. Диаграмма направленности такая же, как симметричного.

5. Входные цепи

Входная цепь приемника состоит из элементов связи с антенной, селективного элемента и элементов связи с первым каскадом. Если первый каскад выполнен на ПТ, специальные элементы связи с ним отсутствуют, поскольку шунтирующее действие каскада на ПТ на колебательный контур пренебрежимо мало.

Входная цепь во многом определяет помехозащищенность и чувствительность приемника. В зависимости от вида антенны и группы сложности приемника к ВЦ предъявляются различные требования. Она должна обладать достаточной селективностью, чтобы уменьшить вероятность возникновения перекрестной модуляции и интермодуляции. При этом полоса пропускания ВЦ должна быть достаточно широкой, а коэффициент передачи напряжения — как можно большим. В диапазоне УКВ при работе с настроенной антенной ВЦ выполняют так, чтобы фидер, соединяющий антенну со входом приемника, работал в режиме бегущей волны. В диапазонных приемниках ВЦ необходимо перестраивать в диапазоне рабочих частот. При этом параметры ВЦ должны изменяться как можно меньше (в некоторых случаях требуется изменение по определенному закону с целью компенсации изменений соответствующих параметров УРЧ). В некоторых случаях применяют широкополосные неперестраиваемые ВЦ.

Схемы входных цепей. Схемы одноконтурных ВЦ с ФА приведены на рис. VII.9. Трансформаторная связь с первым каскадом (рис. VII.9,*а*) позволяет получить наибольший коэффициент перекрытия диапазона при данном конденсаторе переменной емкости или варикапе. Недостатки этой схемы — снижение добротности контура с повышением частоты настройки; а также возможность образования паразитного контура с катушкой связи $L_{св}$, настроенного на частоту побочного канала приема. Коэффициент передачи ВЦ при трансформа-

торной связи с первым каскадом увеличивается с повышением частоты настройки.

При внутренней емкостной связи с первым каскадом (рис. VII.9,*б*) эквивалентная добротность контура возрастает при повышении частоты настройки, а коэффициент передачи ВЦ изменяется примерно обратно пропорционально частоте. Это способствует повышению селективности по зеркальному каналу. Схема с комбинированной (трансформаторной и внутренней емкостной) связью (рис. VII.9,*в*) позволяет достичь слабой зависимости коэффициента передачи ВЦ от частоты настройки.

Рамочную антенну можно подключать к ВЦ так же, как и ферритовую. Чтобы осуществить трансформаторную связь с первым каска-

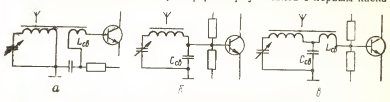


Рис. VII.9. Схемы одноконтурных ВЦ с ферритовой антенной:
а — с трансформаторной связью; *б* — с внутренней емкостной связью; *в* — с комбинированной связью.

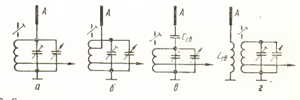


Рис. VII.10. Схемы одноконтурных ВЦ со штыревой антенной и автотрансформаторной связью с транзистором:
а — с непосредственной связью с антенной; *б* — с автотрансформаторной связью с антенной; *в* — с емкостной связью с антенной; *г* — с трансформаторной связью с антенной.

дом на БТ, используют трансформатор высокой частоты, первичную обмотку которого включают в контур ВЦ последовательно с рамочной антенной. В приемниках с несколькими поддиапазонами КВ используют одну рамочную антенну, которая является катушкой контура самого коротковолнового поддиапазона. На остальных поддиапазонах во входной контур включают дополнительные катушки, выполненные на отдельных каркасах.

На рис. VII.10 приведены схемы одноконтурных ВЦ, которые применяются со штыревой (телескопической) антенной. Схема с непосредственным включением антенны (рис. VII.10,*а*) наиболее проста. Однако при такой схеме в контур вносится значительное затухание. Для его уменьшения применяют схему с автотрансформаторной связью (рис. VII.10,*б*), внешней емкостной связью (рис. VII.10,*в*) или трансформаторной связью (рис. VII.10,*г*) с антенной. При внешней емкостной связи упрощается намотка катушек, однако коэффициент передачи сильно зависит от частоты настройки. Поэтому такая схема применяется в основном при малом коэффициенте перекрытия диапазона (например, на растянутых поддиапазонах) и в простых приемни-

тах при работе с внешней антенной. Если при внешней емкостной связи с антенной применить также внутреннюю емкостную связь с первым каскадом, то коэффициент передачи ВЦ будет слабо зависеть от частоты настройки. Трансформаторная связь с антенной позволяет получить более высокие показатели качества ВЦ (слабую зависимость коэффициента передачи от частоты, требуемый характер изменения коэффициента передачи от частоты настройки, слабое влияние антенны на контур и др.), поэтому она применяется в высококачественных приемниках. При работе с внешней антенной также чаще всего применяются схемы ВЦ, приведенные на рис. VII.10,*в*, *г*.

Двухконтурные ВЦ отличаются от одноконтурных гораздо лучшей формой АЧХ и применяются в высококачественных приемниках на диапазонах ДВ и СВ. На рис. VII.11 приведена схема ВЦ приемника «Рига-103» для приема на ДВ и СВ со встроенной телескопической или

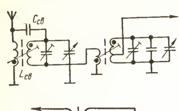


Рис. VII.11. Схема ВЦ с ДПФ, комбинированной связью с антенной и автотрансформаторной связью с транзистором.

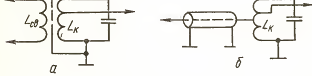


Рис. VII.12. Схемы ВЦ при настроенной антенне:

а — с трансформаторной связью; *б* — с автотрансформаторной связью.

внешней антенной. В этой ВЦ связь с антенной комбинированная (трансформаторная и внешняя емкостная), между контурами ДПФ — трансформаторная, с первым каскадом — автотрансформаторная. Если первый каскад приемника выполнен на ПТ, можно применять полное включение контура ВЦ ко входу каскада.

При работе приемника с симметричной настроенной антенной (связные приемники диапазона КВ, бытовые приемники диапазона УКВ, установленные на границе зоны обслуживания радиовещания с ЧМ) ее соединяют с ВЦ при помощи фидера, который должен работать в режиме бегущей волны. В этом случае ВЦ может быть выполнена по схемам, изображенным на рис. VII.12. Схема с трансформаторной связью (рис. VII.12,*а*) — наиболее гибкая. Ее можно применять как при симметричном, так и при несимметричном фидере. В первом случае необходимо вводить электростатический экран между катушками связи $L_{св}$ и контура $L_к$, чтобы не нарушать симметрию входа приемника. Схема с автотрансформаторной связью (рис. VII.12,*б*) может быть применена при подключении антенны с помощью коаксиального кабеля. В этом случае между симметричной антенной и кабелем необходимо включить симметрирующее устройство.

Для диапазона УКВ бытовых приемников можно применять неперестраиваемые ВЦ с полосой пропускания, равной диапазону частот радиовещания на УКВ. Схема, показанная на рис. VII.13,*а*, пригодна для работы как с внешней, так и со встроенной (настроенной или ненастроенной) антенной. При работе со встроенной штыревой

антенной нижний (по схеме) конец катушки $L1$ соединяют с корпусом приемника. Параметры элементов ВЦ определяют по формулам

$$C1 = 0{,}25\,(f_2 - f_1)/\pi f_0^2\,R_A;\ C2 = C1R_A/R_{вх};$$
$$L1 = 0{,}5\,R_A/\pi\,(f_2 - f_1);\ L2 = L1R_{вх}/R_A;\ k_{св} \approx (f_2 - f_1)/f_0,$$

где $L1$ и $L2$ — индуктивности, мкГн; R_A — выходное сопротивление антенны (фидера), Ом; $R_{вх}$ — входное сопротивление первого каскада приемника, Ом; $C1$ и $C2$ — емкости, мкФ; $k_{св}$ — коэффициент связи между катушками; f_1, f_0 и f_2 — соответственно минимальная, средняя и максимальная рабочие частоты, МГц.

При работе со встроенной антенной, когда не требуется симметрирующий трансформатор, целесообразно применять схему, приведен-



Рис. VII.13. Схемы неперестраиваемых ВЦ для диапазона УКВ с симметричным (а) и несимметричным (б) входами.

ную на рис. VII.13,б. Расчет параметров элементов ВЦ в этом случае выполняется по формулам

$$L1 = 0{,}5\,R_A/\pi\,(f_2 - f_1);\ L2 = L1\,R_{вх}/R_A;\ C2 = 0{,}5/\pi f_0\sqrt{R_AR_{вх}};$$
$$C1 = \frac{C2}{f_0/\sqrt{R_{вх}/R_A}\,(f_2 - f_1) - 1};\ C3 = \frac{C2}{f_0\sqrt{R_{вх}/R_A}/(f_2 - f_1) - 1}.$$

Контуры диапазонных ВЦ перестраивают при помощи конденсаторов переменной емкости, ферровариометров (см. гл. III, п. 2) или варикапов (см. гл. IV, п. 1). Для одновременной перестройки контуров ВЦ и гетеродина (иногда и УРЧ) применяют блоки конденсаторов переменной емкости, ферровариометров или варикапные матрицы. При использовании варикапов исключается микрофонный эффект, обусловленный вибрацией пластин конденсаторов, легко осуществляются фиксированная настройка, автопоиск, дистанционное и программное управление, возможно получение высокой селективности преселектора путем применения необходимого числа одновременно перестраиваемых контуров, снижается излучение гетеродина за счет ослабления конструктивных связей между элементами перестройки гетеродина и преселектора. В тракте приема сигналов с АМ удобно использовать варикапные матрицы типа КВС-120, в тракте приема сигналов с ЧМ — типа КВС-111А. Для ослабления влияния нелинейности вольт-фарадной характеристики варикапа при воздействии сильных сигналов используют встречно-последовательное включение двух варикапов. В этом случае напряжения четных гармонических составляющих сигнала противофазны и поэтому взаимно компенсируются.

Расчет колебательных контуров для диапазонных ВЦ, перестраиваемых при помощи КПЕ, выполняют в следующем порядке. Определяют коэффициент перекрытия диапазона с запасом

$$k_д = 1{,}05\,f_{max}/f_{min},$$

где f_{max} и f_{min} — максимальная и минимальная частоты диапазона. Определяют индуктивность катушки контура по формуле

$$L = 2{,}4 \cdot 10^4 (k_д^2 - 1)/f_{max} (C_{max} - C_{min}),$$

где L — индуктивность, мкГн; f_{max} — максимальная частота диапазона, МГц; C_{max} и C_{min} — максимальная и минимальная емкости КПЕ, пФ.

Дополнительную емкость в контуре $C_{доп}$, при которой достигается заданный коэффициент перекрытия диапазона, рассчитывают по формуле

$$C_{доп} = (C_{max} - k_д^2 C_{min})/(k_д^2 - 1).$$

Если значение $C_{доп}$ получается отрицательным или слишком малым положительным (менее 20...25 пФ), достичь заданного коэффициента перекрытия диапазона при помощи выбранного КПЕ невозможно. Нужно выбрать другой КПЕ или сократить диапазон частот.

Добротность нагруженного контура (эквивалентная) определяется по методике, приведенной в п. 3 данной главы. Добротность ненагруженного контура (конструктивная) должна быть выше эквивалентной и обычно выбирается в пределах 50...150 (в зависимости от конструкции катушки и применяемых материалов). Чем выше добротность ненагруженного контура, тем больше коэффициент передачи ВЦ.

Коэффициент включения контура в цепь база — эмиттер БТ, при котором достигается требуемая эквивалентная добротность контура, находят по формуле

$$p = 560 \sqrt{(Q_к/Q_э - 1)/f_{min} L Q_к g_{вх}},$$

где $Q_к$ и $Q_э$ — конструктивная и эквивалентная добротности контура; f_{min} — минимальная частота диапазона, МГц; L — индуктивность катушки, мкГн; $g_{вх}$ — активная составляющая входной проводимости транзистора на минимальной частоте диапазона, мкСм.

Если первый каскад приемника выполнен на ПТ, применяют полное включение контура в цепь затвор — исток ($p = 1$). При этом для получения требуемой эквивалентной добротности необходимо шунтировать контур резистором с сопротивлением, Ом,

$$R_ш = 2\pi f_{min} L Q_к Q_э/(Q_к - Q_э),$$

где f_{min} — частота, МГц; L — индуктивность, мкГн.

Индуктивность катушки связи $L_{св} = pL$. Среднее значение емкости подстроечного конденсатора $C_п = C_{доп} - C_L - C_м - p^2 C_{вх}$, где C_L — собственная емкость катушки контура; $C_м$ — емкость монтажа; $C_{вх}$ — входная емкость транзистора на минимальной частоте диапазона. В диапазонах ДВ и СВ значение C_L составляет 5...20 пФ в зависимости от конструкции и индуктивности катушки (см. гл. III, п.2). Емкость монтажа зависит от схемы коммутации диапазонов, типа переключателя, вида монтажа (печатный или навесной). Для двухдиапазонного приемника, выполненного на печатной плате, емкость монтажа обычно не превышает 5 пФ.

Если при вычислении $C_п$ получается отрицательное число, необходимо выбрать КПЕ с большим коэффициентом перекрытия емкости

или уменьшить значение p, понизив значение $Q_{\text{к}}$, и выполнить расчет сначала.

Особенности контуров для растянутых поддиапазонов КВ. На растянутых поддиапазонах достигается более плавная настройка на принимаемый сигнал, облегчается сопряжение контуров преселектора и гетеродина в супергетеродинном приемнике, отсутствует зеркальная настройка (зеркальный канал приема не устраняется), КПЕ может быть непрямочастотным. В приемнике с растянутыми поддиапазонами КВ усложняются контуры преселектора и гетеродина, повышаются требования к стабильности частоты гетеродина и точности градуировки шкал поддиапазонов в единицах частоты.

Для растяжки поддиапазона необходимо уменьшить коэффициент перекрытия по частоте, что достигается включением дополнительных конденсаторов параллельно или последовательно с КПЕ или катушкой индуктивности. Наиболее часто применяемая схема контуров для растянутых поддиапазонов, позволяющая растянуть каждый поддиапазон на всю шкалу, приведена на рис. VII.14,*а*. Расчет контуров выполняют в следующем порядке. Принимают минимальную емкость контура $C_{\text{к min}} = 40...50$ пФ и определяют индуктивность катушки наиболее высокочастотного поддиапазона по формуле

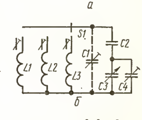
$$L = 2{,}53 \cdot 10^4/(f_{\max}^2\, C_{\text{к min}}).$$

Здесь и ниже индуктивность должна быть в микрогенри, частота — в мегагерцах, емкость — в пикофарадах.

Находят максимальную емкость контура для того же поддиапазона

$$C_{\max} = 2{,}53 \cdot 10^4/(f_{\min}^2\, L),$$

где $f_{\min}$ — минимальная частота поддиапазона. Разность емкостей $\Delta C = C_{\max} - C_{\min}$ сохраняют постоянной для всех поддиапазонов, переключают только катушки и подстроечные конденсаторы, определяющие $C_{\min}$. Индуктивности катушек остальных поддиапазонов вычисляют по формуле



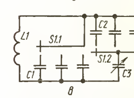


Рис. VII.14. Схемы колебательных контуров для растянутых поддиапазонов КВ:

а, *б* — с отдельными катушками для разных поддиапазонов; *в* — с одной катушкой.

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{\Delta C}\left(\frac{1}{f_{\min}^2} - \frac{1}{f_{\max}^2}\right),$$

где $f_{\min}$ и $f_{\max}$ — минимальная и максимальная частоты соответствующего поддиапазона.

Определяют емкость конденсатора $C2$:

$$C2 = \frac{\Delta C\,(C + 2C_0) + \sqrt{[\Delta C\,(C + 2C_0)]^2 + 4\,(C - \Delta C)\,(C + C_0)\,C_0 \Delta C}}{2\,(C - \Delta C)}$$

(C_0 — минимальная емкость КПЕ; C — разность между максимальным и минимальным значениями емкости КПЕ).

Находят максимальную емкость подстроечных конденсаторов для всех поддиапазонов:

$$C1 = C_{\text{к min}} - C_0 C2/(C_0 + C2).$$

Пример. Поддиапазоны: 11,5...12; 15,0...15,4; 17,6...18,0 МГц; $C1 =$ 11...490 пФ. Принимаем $C_{\text{к min}} = 50$ пФ и находим индуктивность катушки третьего поддиапазона: $L3 = 2{,}53 \cdot 10^4/(18^2 \cdot 50) = 1{,}56$ мкГи; $C_{max} = 2{,}53 \cdot 10^4/1{,}76^2 \cdot 1{,}56 = 52{,}5$ пФ; $\Delta C = 52{,}5 - 50 = 2{,}5$ пФ.

Индуктивности контуров для первого и второго поддиапазонов

$$L1 = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{2{,}5}\left(\frac{1}{11{,}5^2} - \frac{1}{12{,}0^2}\right) = 6{,}4 \text{ мкГи};$$

$$L2 = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{2{,}5}\left(\frac{1}{15{,}0^2} - \frac{1}{15{,}4^2}\right) = 2{,}2 \text{ мкГи};$$

$$C2 = \frac{2{,}5(479 + 2 \cdot 11) + \sqrt{[2{,}5(479+2\cdot 11)]^2 + 4(479-2{,}5)(479+11)11 \cdot 2{,}5}}{2\,(479 - 2{,}5)} =$$

$$= 5{,}3 \text{ пФ}; \ C1 = 50 - 11 \cdot 5{,}3/(11 + 5{,}3) = 46{,}4 \text{ пФ}.$$

Число подстроечных конденсаторов можно уменьшить, если применить схему, приведенную на рис. VII.14,*б*. Однако при такой схеме невозможно растянуть каждый поддиапазон на всю шкалу, поскольку коэффициенты перекрытия контуров на всех поддиапазонах одинаковы. Расчет контуров выполняют в следующем порядке. Задаются минимальной емкостью контура $C_{min} =$ 40...50 пФ, определяют индуктивность катушки для самого низкочастотного поддиапазона

$$L1 = 25330/(f_{max}^2\, C_{min})$$

(f_{max} — максимальная частота поддиапазона) и необходимое для перекрытия этого же поддиапазона изменение емкости контура

$$\Delta C = 25330\,(1/f_{min}^2 - 1/f_{max}^2)/L1$$

(f_{min} — минимальная частота поддиапазона).

Определяют индуктивность катушки для следующего поддиапазона

$$L2 = 25330/(f_{max}^2\, C_{min})$$

и проверяют нижнюю границу поддиапазона

$$f_{min} = 159/\sqrt{L2\,(C_{min} + \Delta C)}.$$

Если полученное значение f_{min} выше требуемого для данного поддиапазона, значение ΔC необходимо несколько увеличить. Аналогичным образом определяют индуктивности катушек для остальных поддиапазонов.

Если подстроечный конденсатор ($C4$ на рис. VII.14,*б*) подключен параллельно КПЕ, его емкость определяют по формуле

$$C4 = \frac{C}{2}\left(\sqrt{1 + \frac{4k_1 k_2}{C\,(k_1 + k_2)}} - 1\right) - C_0,$$

где C — разность между максимальной и минимальной емкостями КПЕ; $k_1 = C_{min} + \Delta C - C1$; $k_2 = C_{min} - C1$ (паразитная емкость контура $C1$ обычно 15...20 пФ); C_0 — минимальная емкость КПЕ.

Определяют емкость конденсатора

$$C2 = k_2 (C4 + C_0)/(C4 + C_0 - k_2).$$

Если подстроечный конденсатор ($C1$ на рис. VII.14,*б*) подключен параллельно катушке индуктивности, его емкость и емкость конденсатора $C2$ определяются так же, как для схемы, показанной на рис. VII.14,*а*.

При использовании схемы, приведенной на рис. VII.14,*в*, требуется всего одна катушка индуктивности и упрощается наладка приемника. Однако значительно увеличивается число конденсаторов (конденсаторы $C1$ и $C2$ состоят из параллельно включенных конденсаторов постоянной емкости и подстроечного) и усложняется коммутация, поскольку требуются два переключателя, а во всеволновом приемнике — еще и переключатель катушек ДВ, СВ и КВ.

Расчет контуров, перестраиваемых варикапом, выполняют в следующем порядке. Сначала определяют коэффициент перекрытия диапазона с запасом. Для выбранного типа варикапа находят минимальное значение приложенного напряжения (напряжения настройки) и по вольт-фарадной характеристике варикапа определяют конечную емкость варикапа $C_{в.к}$. Затем определяют необходимую начальную емкость варикапа по формуле $C_{в.н} = [C_{в.к} - C_м (k_д^2 - 1)] / k_д^2$, где $C_м$ — емкость монтажа, $k_д$ — коэффициент перекрытия диапазона. По вольт-фарадной характеристике варикапа находят необходимое максимальное напряжение настройки.

Конструктивная добротность контура, перестраиваемого варикапом, вычисляется по формуле

$$Q_к = 1/(1/Q_L + 1/Q_в),$$

где Q_L — добротность катушки индуктивности, $Q_в$ — добротность варикапа.

6. Усилители радиочастоты

Усилитель радиочастоты приемника прямого усиления полностью определяет его чувствительность и селективность. В супергетеродинных приемниках УРЧ усиливает сигнал и осуществляет частотную селекцию до преобразователя частоты. В простых бытовых приемниках УРЧ не используется, в более сложных бытовых и связных любительских приемниках, как правило, применяется однокаскадный УРЧ. К УРЧ высококачественного приемника предъявляются требования малых собственных шумов, высоких селективности и линейности, малых частотных искажений, достаточно большого коэффициента усиления.

Апериодические УРЧ применяют в простых приемниках прямого усиления, в которых единственным селективным элементом является резонансный контур ФА, а также в высококачественных бытовых приемниках на диапазонах ДВ и СВ в тех случаях, когда ВЦ выполнена по схеме с ДПФ. Применяя апериодический УРЧ в супергетеродинном приемнике, можно повысить отношение сигнал/шум на выходе и, следовательно, чувствительность приемника, ограниченную шумами.

Для этого коэффициент усиления УРЧ должен быть равен $K_{РЧ} = (5...10)\sqrt{Ш_{пр} / Ш_{РЧ}}$, где $Ш_{пр}$ и $Ш_{РЧ}$ — коэффициенты шума преобразователя частоты и УРЧ соответственно. При чрезмерном усилении сигнала в УРЧ снижается многосигнальная селективность приемника. В приемниках прямого усиления один апериодический каскад УРЧ может усиливать сигнал в 20...200 раз и более в зависимости от режима и типа транзистора, частоты сигнала и входного сопротивления следующего каскада. Коэффициент усиления каскада, схема которого приведена на рис. VII.15,*а*, примерно 5 (при нагрузке входным сопротивлением ПрЧ при биполярном транзисторе), входное сопротивление около 1 кОм. Поскольку входное сопротивление каскада достаточно низкое, следует применять неполное включение в контур предыдущего каскада.

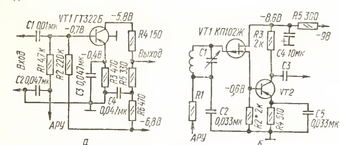


Рис. VII.15. Схемы апериодических УРЧ:
а — на биполярном транзисторе; *б* — гибридная.

Большим входным сопротивлением обладает УРЧ на ПТ (рис. VII.15,*б*). Транзистор *VT1* включен по схеме с ОС, транзистор *VT2* — по схеме с ОЭ. К контуру ВЦ такой каскад можно подключать непосредственно. При этом коэффициент передачи ВЦ в 5...10 раз больше, чем при УРЧ на БТ. Транзистор *VT2* может быть любого типа структуры $p - n - p$.

Резонансные УРЧ повышают селективность (главным образом по зеркальному и другим побочным каналам приема) и усиливают сигнал, способствуя повышению чувствительности приемника. Резонансные УРЧ на БТ выполняются по схеме с ОЭ (в диапазонах ДВ, СВ и КВ), а также с ОБ (в диапазоне метровых и более коротких волн). В приемниках прямого усиления и высококачественных супергетеродинных целесообразно применять каскадную схему УРЧ (рис. VII.16,*а* и VII.17), которая позволяет получить более высокий коэффициент усиления. Первый транзистор каскадного УРЧ включен по схеме с ОЭ (ОИ), однако не усиливает напряжения, поскольку нагружен малым входным сопротивлением второго транзистора, включенного по схеме с ОБ (ОЗ). Каскадный УРЧ на ПТ содержит меньшее число деталей, чем такой же УРЧ на БТ.

В любительских связных приемниках, имеющих высокую чувствительность, ограниченную собственными шумами, целесообразно выполнять УРЧ на малошумящих высокочастотных полевых транзисторах. На рис. VII.16,*б* приведена схема УРЧ на двухзатворном транзисторе. Первый затвор транзистора подключен к части входного контура, чтобы уменьшить напряжение сигналов (полезного и мешающих) и, следовательно, перекрестные искажения при наличии силь-

ных мешающих сигналов (см. п. 1 этой главы). Напряжение АРУ подается на второй затвор. При изменении этого напряжения изменяется крутизна прямой передачи транзистора по первому затвору и, следовательно, коэффициент усиления каскада. Неполное включение колебательного контура в цепь стока транзистора способствует повышению стабильности АЧХ каскада.

Особенностью каскодного УРЧ, схема которого приведена на рис. VII.17, является то, что транзистор *VT1* должен иметь меньшее напряжение отсечки, чем транзистор *VT2*. Это условие выполняется

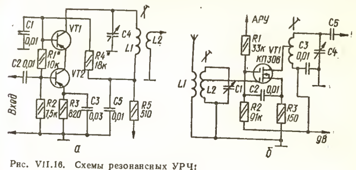


Рис. VII.16. Схемы резонансных УРЧ: а — каскодная; б — на двухзатворном ПТ.

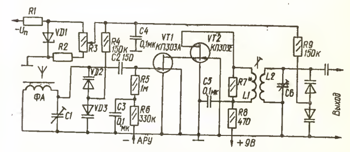


Рис. VII.17. Схема каскодного резонансного УРЧ на ПТ.

и в случаях, когда вместо транзистора типа КП303А используются транзисторы типов КП303Б, КП303И, а вместо КП303Е — транзисторы типов КП303Г, Д. Транзистор *VT1* работает без смещения, поэтому начальным током его стока определяется ток всего усилителя. Напряжение смещения транзистора *VT2* является стоковым напряжением для транзистора *VT1*. Его можно найти из характеристик прямой передачи транзисторов. Так, для транзисторов типов КП303Г, Д, Е оно составляет — (2...4) В и почти не зависит от изменения напряжения питания в пределах 6...12 В. Если следующий каскад выполнен на ВТ, необходимо применить неполное его включение в контур *L2C6*. Контуры ВЦ и УРЧ настраиваются при помощи варикапов, включенных встречно-последовательно для уменьшения влияния нелинейности их характеристик. Напряжение настройки стабилизировано при помощи ППС (см. гл. VIII, п. 5) на стабилитроне *VD1* и может изменяться при помощи переменного резистора *R3*. Пределы изменения

этого напряжения определяются требуемым диапазоном перестройки контуров (см. п. 5 этой главы). Для повышения устойчивости каскада применена трансформаторная связь контура с цепью стока.

В УРЧ, выполненных на основе ИМС, часто используются дифференциальные схемы (см. гл. VI, п. 3). Один из вариантов схемы такого УРЧ приведен на рис. VII.18. Сигнал от ВЦ должен подаваться с помощью катушки связи, через которую база транзистора *VT3* соединяется с корпусом по постоянному току. В данном УРЧ можно осуществить АРУ на 15...18 дБ, если изменять напряжение, подаваемое на вывод 6 ИМС. При АРУ изменяется входная проводимость транзистора *VT3*, что может привести к существенной расстройке ВЦ (при сильной связи контура ВЦ с входом УРЧ). Для устранения этого недостатка следует подать сигнал с ВЦ на базу транзистора *VT1*, включив катушку связи между выводами *3* и *7* ИМС и конденсатор

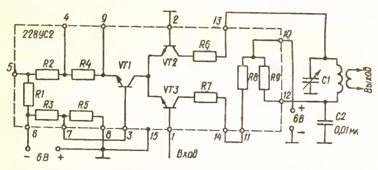


Рис. VII.18. Схема резонансного УРЧ на основе дифференциального каскада.

между корпусом и выводом *7*. В этом случае напряжение АРУ следует подавать на базу транзистора *VT3*. Глубина регулировки усиления достигает при этом 50 дБ. Если на базу транзистора *VT3* подавать импульсное напряжение, каскад будет работать в качестве ключа.

При перестройке диапазонных УРЧ изменяются коэффициент усиления, полоса пропускания и селективность. Если перестройка осуществляется изменением емкости контура, коэффициент усиления примерно пропорционален частоте при автотрансформаторной связи контура с обоими транзисторами, а также при непосредственном включении в цепь коллектора и трансформаторной связи с последующим транзистором. Если последующий каскад подключен с помощью комбинированной (трансформаторной и внутренней емкостной) связи, коэффициент усиления почти не зависит от частоты настройки при правильно выбранных коэффициентах связи. При перестройке контура ферровариометром коэффициент усиления сильно уменьшается с ростом частоты настройки. Полоса пропускания при перестройке на более высокие частоты увеличивается, а селективность снижается. Более сильно проявляется эта зависимость при перестройке ферровариометром.

Режим БТ в УРЧ выбирают таким, при котором ток коллектора составляет около 1 мА, и устанавливают его подбором одного из резисторов базового делителя напряжения. Сопротивление в цепи эмиттера выбирают, исходя из требований, предъявляемых к температурной стабильности режима (см. гл. VI, п. 3). Режим ПТ выбирают таким,

чтобы рабочая точка находилась на участке характеристики прямой передачи с наименьшей кривизной. Максимальное напряжение сигнала на входе транзистора определяется допустимым уровнем искажений. В наихудшем случае амплитуда этого напряжения на входе БТ не должна превышать 25 мВ, на входе ПТ — 500 мВ.

7. Преобразователи частоты

Преобразователь частоты состоит из смесителя и гетеродина, которые обычно выполняются на одном транзисторе (гетеродинный преобразователь) или на отдельных транзисторах. К смесителю предъявляются следующие основные требования: минимальный уровень внесенных шумов (особенно в приемнике без УРЧ) и искажений; как можно больший коэффициент передачи напряжения при наименьшей зависимости его от частоты настройки приемника; как можно меньшее количество побочных каналов приема. Выполнение этих требований в большой мере зависит от выбора рабочей точки на характеристике преобразующего элемента и амплитуды напряжения гетеродина.

Работа смесителя основана на взаимной модуляции двух колебаний на нелинейном (преобразующем) элементе (НЭ). Если характеристика прямой передачи НЭ квадратична (описывается уравнением $i = au^2$), то при подаче на НЭ двух синусоидальных колебаний с частотами f_1 и f_2 и амплитудами U_1 и U_2 соответственно ток НЭ будет содержать постоянную составляющую, пропорциональную $(U_1^2 + U_2^2)$, вторые гармоники входных колебаний ($2f_1$ и $2f_2$) с амплитудами, пропорциональными соответственно U_1^2 и U_2^2, а также колебания комбинационных частот — суммарной ($f_1 + f_2$) и разностной ($f_1 - f_2$ или $f_2 - f_1$). Одно из колебаний комбинационной частоты является полезным и выделяется на селективной нагрузке смесителя, остальные — мешающими.

Близкие к квадратичным характеристики прямой передачи имеют полупроводниковые диоды при малых амплитудах входных сигналов и ПТ. В общем случае, однако, характеристика прямой передачи НЭ не квадратична и описывается уравнением $i = a + bu + cu^2 + du^3 + \dots$ Если подать на такой НЭ синусоидальные колебания двух частот f_1 и f_2, ток будет содержать постоянную составляющую и переменные составляющие с частотами $mf_1 \pm nf_2$, где m и $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ Чем выше степень уравнения, описывающего используемую часть характеристики НЭ, тем больше гармоник и комбинационных частот появляется на выходе смесителя. Сумма коэффициентов в выражении, описывающем частоту переменной составляющей, называется порядком составляющей. Например, частоты $2f_2 + f_1$ и $f_2 + 2f_1$ будут третьего порядка. С повышением порядка составляющих их уровень уменьшается. Относительный уровень колебания комбинационной частоты зависит от формы характеристики НЭ, напряжения смешиваемых колебаний и соотношения между этими напряжениями. Некоторые мешающие продукты преобразования можно ослабить, применяя балансные или двойные балансные схемы смесителей. Возможность образования комбинационных составляющих с частотой, равной промежуточной частоте приемника, следует учитывать при выборе промежуточной частоты. На рис. VII.19 приведены номограммы [3], на которых по вертикали отложены отношения частот сигнала и гетеродина f_1/f_2 и для определенных значений f_1/f_2 написаны выражения комбинационных частот, соответствующих этим отношениям и равных промежуточной частоте.

Смесители на полупроводниковых диодах характеризуются невысоким уровнем шумов, высокой надежностью, невысоким входным сопротивлением для напряжения гетеродина, низким коэффициентом передачи напряжения (0,3...0,5) и мощности (0,1...0,3), могут работать

Рис. VII.19. Номограммы для выбора промежуточной частоты: *а* — при разностном преобразовании частоты; *б* — при суммарном.

на более высоких частотах, чем смесители на транзисторах. В этих смесителях желательно использовать высокочастотные кремниевые диоды, обладающие большим отношением обратного и прямого сопротивлений и малой емкостью *p* — *n*-перехода, например, типа КД503, а также диоды с барьером Шоттки, характеризующиеся, кроме того, малым уровнем шумов, например, типа АД112А.

Диодные смесители выполняют обычно по балансной или кольцевой (двойной балансной) схеме (рис. VII.20); обе они позволяют осла-

бить влияние шумов гетеродина и подавить колебание гетеродина на выходе (на 30...40 дБ и более). Степень подавления зависит от симметрии обмоток трансформаторов, равенства сопротивлений плеч и паразитных емкостей по отношению к точкам симметрии и идентичности диодов. Влияние разброса сопротивлений диодов уменьшается, если последовательно с ними включить резисторы с сопротивлениями порядка десятков ом. Балансные смесители характеризуются меньшим числом побочных каналов приема.

Балансный смеситель, схема которого приведена на рис. VII.20,*а*, содержит трансформатор с симметричной обмоткой *L2*, с которой напряжение гетеродина подается на оба диода со взаимно противополож-

Рис. VII.20. Схемы балансного (*а*, *б*) и двойного балансного (*в*) смесителя частот на полупроводниковых диодах.

ными фазами. Напряжение сигнала от УРЧ подается на диоды с одинаковыми фазами. Токи ПЧ в цепи диодов имеют одинаковые фазы, поэтому суммируются в катушке *L5*. Составляющие токов с частотой гетеродина компенсируются в катушке *L5* и не создают напряжения на выходе. Для таких смесителей выпускаются специально подобранные пары диодов.

Преимущество смесителя, схема которого приведена на рис. VII.20,*б*,— отсутствие трансформатора с симметричной обмоткой. Напряжения от УРЧ и гетеродина подводятся к обоим диодам с одинаковыми фазами. Напряжения гетеродина на конденсаторах *C5* и *C6* относительно их общей точки одинаковы и противофазны, поэтому напряжение гетеродина на обмотке *L2* и на выходе отсутствует (при симметрии схемы). Для симметрирования схемы можно подключить подстроечный конденсатор между одним из концов обмотки *L2* и корпусом.

В кольцевом смесителе подавляется большее число побочных продуктов преобразования, чем в балансном, и практически полностью

устраняются прямое прохождение сигнала и колебания гетеродина на вход УПЧ. На рис. VII.20,*в* приведена схема кольцевого смесителя частот, для которого требуется только один трансформатор. Вместо входного трансформатора с симметричной вторичной обмоткой применен апериодический каскад с разделенной нагрузкой, имеющий симметричный выход и несимметричный вход. Поскольку в цепи тока гетеродина включены резисторы *R3*, *R4*, *R5*, требуется повышенное напряжение гетеродина на входе смесителя.

Смесители на полупроводниковых диодах в зависимости от напряжения гетеродина могут работать в двух режимах: квадратичном (при малых напряжениях гетеродина) и переключательном (при больших напряжениях гетеродина). Работа в квадратичном режиме характеризуется меньшим уровнем побочных продуктов преобразования на выходе и сравнительно малым коэффициентом передачи смесителя, работа

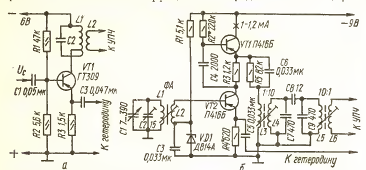


Рис. VII.21. Схемы смесителей частот на БТ со статической (*а*) и динамической (*б*) нагрузкой.

в переключательном режиме — более низким уровнем шумов и более широким спектром побочных продуктов. Для получения максимального коэффициента передачи необходимо согласование на сигнальном входе, входе для напряжения гетеродина и выходе. Оптимальное напряжение гетеродина для работы в квадратичном режиме равно 0,1... ...0,3 В (для кольцевого смесителя без входного трансформатора несколько больше). В этом режиме линейное преобразование сохраняется до амплитуд сигнала, равных 0,1 амплитуды напряжения гетеродина. При использовании диодов с барьером Шоттки динамический диапазон смесителя увеличивается.

Смесители частот на транзисторах характеризуются значительно большим коэффициентом передачи, чем диодные, и большим уровнем шумов. В диапазонах ДВ, СВ и КВ БТ включают по схеме с ОЭ, в диапазонах метровых и более коротких волн — по схеме с ОЭ (более высокочастотные БТ) или с ОБ. Сигнал и напряжение гетеродина можно подавать на один и тот же электрод (базу либо затвор) или на разные электроды (базу и эмиттер либо затвор и исток). При подаче на разные электроды ослабляется связь между цепями преселектора и гетеродина, что способствует уменьшению излучения гетеродина антенной приемника и повышению стабильности частоты гетеродина. Напряжение гетеродина чаще всего подают в цепь эмиттера (истока) (рис. VII.21), поскольку в этом случае устойчивость работы смесителя выше (меньшее влияние обратной связи по ПЧ). При подаче напряжения гетеродина в цепь базы требуется меньшая мощность и достигается

большая крутизна преобразования и, следовательно, больший коэффициент передачи смесителя. В цепь коллектора (стока) включают нагрузку смесителя — колебательный контур, ДПФ или ФСС, настроенный на ПЧ приемника.

Режим работы транзистора в смесителе выбирают в области нелинейного (желательно квадратичного) участка характеристики прямой передачи. При этом ток коллектора составляет обычно десятые доли миллиампера. Напряжение гетеродина выбирают с учетом требований относительно коэффициента передачи ПрЧ, коэффициента шума и линейности преобразования. При повышении напряжения гетеродина коэффициент передачи ПрЧ растет лишь до некоторого значения; одновременно растет уровень шумов ПрЧ, однако медленнее, чем уровень сигнала на выходе ПрЧ. При некотором значении напряжения гетеродина наблюдается максимум отношения сигнал/шум на выходе

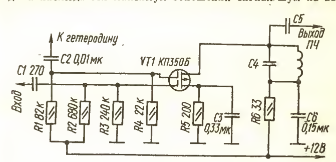


Рис. VII.22. Схема смесителя частот на двухзатворном ПТ.

ПрЧ. С повышением напряжения гетеродина снижается линейность преобразования и повышается вероятность образования побочных каналов приема, обусловленных гармоническими составляющими напряжения гетеродина. Максимальный коэффициент передачи ПрЧ со смесителем на БТ достигается при амплитуде напряжения гетеродина на базе 35...50 мВ (для преобразования по первой гармонике гетеродина).

Смесители с динамической нагрузкой отличаются большим коэффициентом передачи, сравнительно малым уровнем шумов и низким выходным сопротивлением. Коэффициент передачи таких смесителей при повышении частоты сигнала возрастает, что способствует выравниванию коэффициента усиления по диапазону в приемниках с ФА без УРЧ. Особенностями динамической нагрузки являются малое сопротивление для постоянного тока и сравнительно большое — для переменного. Схема смесителя, в котором динамической нагрузкой служит транзистор *VT1*, приведена на рис. VII.21,*б*. Сигнал подается в цепь базы транзистора *VT2*, а напряжение гетеродина — в цепь эмиттера. Напряжение на базе транзистора *VT2* стабилизировано с помощью стабилитрона *VD1*. На выходе смесителя включен ДПФ ПЧ. В смесителе можно применить маломощные высокочастотные транзисторы других типов.

На рис. VII.22 приведена схема смесителя на двухзатворном ПТ. Сигнал и напряжение гетеродина подаются на разные затворы, чем достигается слабое взаимное влияние цепей преселектора и гетеродина. Напряжение смещения на затворе, к которому подводится напряжение гетеродина, выбирается равным примерно половине напряжения

отсечки. Амплитуда напряжения гетеродина не должна превышать напряжения смещения (обычно она равна 1,5...2,5 В). Напряжение смещения на затворе, к которому подводится сигнал, выбирают значительно меньшим напряжения отсечки. Смеситель можно выполнить и на однозатворном ПТ. В этом случае сигнал подают на затвор, а напряжение гетеродина — на исток. Резистор в цепи истока не шунтируют конденсатором.

Каскодную схему смесителя легко получить из схемы УРЧ, приведенной на рис. VII.16,*а*. Для этого необходимо отключить конденсатор *C3* от корпуса и через него подать напряжение гетеродина на эмиттер транзистора *VT2*. Контур *L1C4* следует заменить фильтром ПЧ. Кроме того, необходимо уменьшить ток транзисторов, изменив сопротивления резисторов *R1* и *R4*. Применение каскодной схемы в смесителе и УПЧ позволяет упростить налаживание приемника, поскольку повышается устойчивость УПЧ. К тому же упрощаются катушки ФПЧ (уменьшается число отводов), так как появляется возможность полного включения контуров в цепи коллекторов.

Рис. VII.23. Схема смесителя частот на основе дифференциального усилительного каскада.

Рис. VII.24. Схема смесителя частот на основе элемента с переменным параметром.

Схема смесителя частот на основе дифференциального усилительного каскада (см. гл. VI, п. 3) приведена на рис. VII.23. Для входного сигнала транзистор *VT1* включен по схеме с ОК, а транзистор *VT2* — по схеме с ОБ. Этим достигаются сравнительно высокие входное и выходное сопротивления смесителя. Для переменного тока с частотой гетеродина оба транзистора включены по схеме с ОБ, а для постоянного тока — по схеме с ОЭ. Максимальный коэффициент передачи смесителя получается при балансе дифференциального каскада, т. е. при равенстве токов обоих транзисторов. При подаче положительного напряжения из системы АРУ на базу транзистора *VT1* его ток увеличивается, а ток транзистора *VT2* уменьшается. При этом уменьшаются крутизна транзистора *VT2* и коэффициент передачи смесителя. Коэффициент передачи левого (по схеме) плеча дифференциального усилителя почти не изменяется, поскольку транзистор *VT1* включен по схеме с ОК. Общий коэффициент передачи при регулировке может изменяться в 1000...2000 раз при изменении напряжения на базе транзистора *VT1* на 100...200 мВ. Поскольку при регулировке усиления ток транзистора *VT1* изменяется всего в два раза и в сторону увеличения, то преобразование частоты при правильно выбранной амплитуде напряжения гетеродина характеризуется высокой линейностью при значительных уровнях входного сигнала. Оптимальное

напряжение гетеродина на эмиттерах транзисторов составляет 20...
...30 мВ.

На транзисторах можно выполнить также балансные смесители (см. выше), причем ПТ могут использоваться и в пассивном режиме (без напряжения питания). Балансные схемы смесителей широко используются в ИМС.

Смеситель, схема которого приведена на рис. VII.24, отличается низким уровнем шумов и хорошим подавлением колебаний гетеродина на выходе. Крутизна преобразования при напряжении гетеродина 1 В частотой 500 кГц составляет 2,5 мА/В, частотой 28 МГц — 1,2 мА/В. Напряжение гетеродина подавляется (без учета подавления контуром ПЧ) относительно максимального выходного напряжения сигнала не менее чем на 40 дБ при частоте 500 кГц и не менее чем на 20 дБ при частоте 28 МГц. Максимальное напряжение входного сигнала 0,9 В. Резистор *R2* создает глубокую ООС. По переменному току этот резистор зашунтирован сопротивлением канала транзистора *VT2*, работающего в пассивном режиме. Сопротивление канала изменяется с частотой гетеродина. При этом изменяется глубина ООС и, следовательно, крутизна характеристики прямой передачи транзистора *VT1*. Таким образом, преобразование частоты происходит не на НЭ, а на элементе с переменным параметром (крутизной). Степень подавления колебания гетеродина на выходе определяется проходной емкостью транзистора *VT2*. В смесителе можно применить ПТ других типов (желательно с большей крутизной). Приемник с таким смесителем может иметь высокую чувствительность (порядка сотых долей микровольта при входном сопротивлении 50 Ом).

Гетеродинные преобразователи частоты отличаются меньшими размерами и поэтому широко используются в простых переносных и портативных приемниках, работающих в диапазонах ДВ и СВ. Однако эти ПрЧ требуют тщательного подбора режима транзисторов, поэтому они сложнее в наладке. Кроме того, в гетеродинных ПрЧ транзисторы не могут работать на частотах, близких к граничной. Гетеродинные ПрЧ выполняются на одном транзисторе (рис. VII.25,*а*) или по каскодной схеме (рис. VII.25,*б*, *в*). Сигнал обычно подают в цепь базы. Контур ПЧ включают последовательно с катушкой связи *L2* гетеродина (рис. VII.25,*а*, *б*). На работу гетеродина это не оказывает заметного влияния. Однако напряжение гетеродина взаимодействует с гармониками ПЧ, которые входят в состав тока коллектора. В результате на выходе приемника могут появляться интерференционные свисты.

Каскодные схемы ПрЧ позволяют получать больший коэффициент передачи благодаря резкому ослаблению паразитной обратной связи между входной и выходной цепями. Коэффициент передачи таких ПрЧ на БТ можно довести до 80...100, в то время как в обычных он равен 20...30. Контур гетеродина в ПрЧ, схема которого приведена на рис. VII.25,*б*, образован катушкой индуктивности *L2* и конденсаторами *C4*, *C5*. Фазирующая цепь *R4C2* способствует работе гетеродина на частотах, превышающих граничную частоту транзистора *VT1*. Поскольку выходное сопротивление транзистора *VT1* достаточно велико, ФПЧ включен непосредственно в цепь коллектора.

Каскодная схема ПрЧ, представленная на рис. VII.25,*в*, отличается тем, что позволяет изменять в широких пределах коэффициент передачи с помощью напряжения АРУ, подаваемого на базу транзистора *VT3*. Если это напряжение превышает напряжение на базе транзистора *VT1*, транзистор *VT3* открывается, и ток коллектора транзистора *VT2* перераспределяется между транзисторами *VT1* и *VT3*.

При этом режим транзистора *VT2* почти не изменяется. Коэффициент передачи может быть уменьшен в 1000...2000 раз.

Схема гетеродинного ПрЧ с динамической нагрузкой может быть составлена на основе схем, приведенных на рис. VII.21,*б* и рис. VII.25,*а*. Такой ПрЧ имеет более высокий коэффициент передачи (100...300) и меньший коэффициент шума (в несколько раз), чем обычный гетеродинный ПрЧ.

Смесители для приемников прямого преобразования (гетеродинных) отличаются тем, что на их выходе образуется сигнал звуковой частоты. Такие смесители должны выполняться так, чтобы возможно

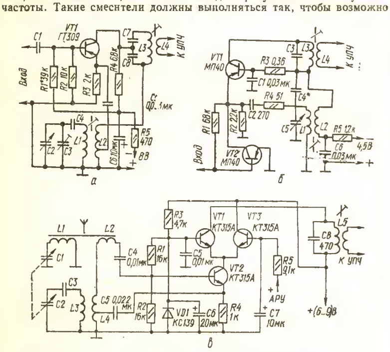


Рис. VII.25. Схемы гетеродинных преобразователей частоты:
а — на одном БТ; *б* — каскодная; *в* — на основе дифференциального каскада.

слабее проявлялся эффект прямого детектирования сильных мешающих сигналов и прохождение колебаний гетеродина в цепь антенны было минимальным. Этим требованиям удовлетворяют балансные смесители при условии точной балансировки, которая возможна только в узком диапазоне частот. Поэтому в диапазонных гетеродинных приемниках применяют смесители на НЭ с ВАХ, описываемой приближенно уравнением кубической параболы: $i = au + bu^3$, где a и b — постоянные коэффициенты. Такую характеристику можно получить, если соединить встречно-параллельно два однотипных кремниевых диода с одинаковыми параметрами. Упрощенная схема смесителя на встречно-параллельно включенных диодах приведена на рис. VII.26,*а*. На вход смесителя подается сумма напряжений сигнала U_c и гетеродина $U_г$: $U = U_c \cos 2\pi f_0 + U_г \cos 2\pi f_г$. Нагрузка $R_н$ зашунти-

рована конденсатором $C_н$. Подставляя выражение для U в уравнение кубической параболы, найдем, что в цепи НЭ будут протекать токи частот сигнала f_c, гетеродина $f_г$ и продуктов преобразования с частотами $2f_г \pm f_c$. Поскольку напряжение гетеродина всегда намного больше, чем напряжение сигнала, то амплитуды остальных продуктов преобразования оказываются пренебрежимо малыми. Конденсатор $C_н$ имеет малое сопротивление для всех высокочастотных токов, поэтому на нагрузке выделяется лишь напряжение с частотой $(2f_г - f_c)$, а постоянная составляющая отсутствует вследствие симметрии вольтамперной характеристики НЭ. Поэтому мощные мешающие сигналы не детектируются и, следовательно, не создают помех. Очевидно, что для нормальной работы смесителя частота гетеродина должна быть вдвое ниже частоты сигнала. Благодаря этому входной контур в большой мере ослабляет прохождение колебания гетеродина в цепь антен-

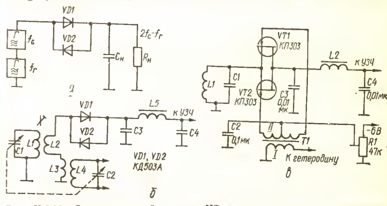


Рис. VII.26. Схемы смесителей частот на НЭ, включенных встречно-параллельно *а* — упрощенная; *б* — практическая на диодах; *в* — на ПТ.

ны. Вторая гармоника не ослабляется, однако ее уровень, как правило, очень мал. Практическая схема смесителя приведена на рис. VII.26,*б*. Входной контур *L1C1*, связанный с антенной, настраивается на частоту сигнала f_c, контур гетеродина *L4C2* — на частоту $f_c/2$. Нагрузкой смесителя является ФНЧ *L5C3C4* с частотой среза, равной максимальной воспроизводимой частоте звукового сигнала. Звуковой сигнал с его выхода подается на вход УЗЧ.

В смесителях частот приемников прямого преобразования рекомендуется использовать диоды типа КД503А. Несколько худшие результаты получаются при использовании диодов типов Д104, Д105. Данные катушек индуктивности зависят от диапазона рабочих частот. Катушки связи наматывают поверх соответствующих контурных катушек. Число витков катушек связи должно составлять 10...30 % числа витков контурных катушек и подбирается экспериментально так, чтобы достичь максимального коэффициента передачи.

Недостаток смесителя, схема которого приведена на рис. VII.26, *б*,— некоторая потеря мощности сигнала в цепи связи с гетеродином. Эта потеря отсутствует в балансном смесителе с НЭ в виде соединенных встречно-параллельно кремниевых диодов [8].

На рис. VII.26,*в* приведена схема смесителя, в котором вместо НЭ используется параллельное соединение каналов ПТ, управляемых

противофазно. Сигнал с входного контура $L1C1$ подается на параллельно включенные каналы транзисторов, напряжение гетеродина — в противофазе на затворы. Частота гетеродина в два раза ниже частоты сигнала. Нагрузка смесителя — ФНЧ. Каналы транзисторов $VT1$ и $VT2$ проводят поочередно в моменты времени, когда напряжение на соответствующем затворе больше напряжения отсечки. Поэтому суммарная проводимость параллельно соединенных каналов увеличивается дважды за период напряжения гетеродина. Таким образом, параллельно соединенные каналы работают в данном случае подобно ключу, коммутирующему сигнал с частотой $2f_г$. Если $2f_г \approx f_с$, в цепи нагрузки появится ток частотой $f_с - 2f_г$.

Описанный смеситель характеризуется очень слабым проникновением колебания гетеродина во входные цепи, что обусловлено компенсацией противофазных токов с частотой гетеродина, протекающих через емкости затвор — исток транзисторов и входной контур, и сильной расстройкой входного контура относительно частоты гетеродина.

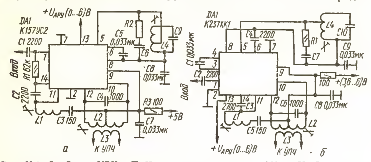


Рис. VII.27. Схемы УРЧ и ПрЧ для тракта сигналов с АМ на ИМС.

Способность детектировать сигналы мешающих станций в данном смесителе также ослаблена, поскольку каналы транзисторов представляют собой линейные активные сопротивления. Собственные шумы смесителя очень малы, так как ПТ являются малошумящими элементами и работают при очень малых токах.

Экспериментально установлено, что оптимальное напряжение на затворах составляет около —2,5 В, амплитуда напряжения гетеродина на затворах — около 1,5 В [13]. Катушка $L2$ намотана на кольцевом магнитопроводе К16 × 8 × 4 из феррита 2000НМ и содержит 520 витков провода ПЭЛШО 0,07...0,1. Трансформатор $T1$ выполнен на кольцевом магнитопроводе К7 × 4 × 2 из феррита 100НН. На магнитопровод наматывают 12 витков сложенного втрое провода ПЭЛШО 0,15. Затем начало одного провода соединяют с концом другого, образуя средний отвод симметричной вторичной обмотки (12 × 2 витков). Лучшие параметры смесителя получаются при использовании ПТ с изолированным затвором, например, типа КП305. Если используются ПТ с изолированным затвором, работающие в режиме обогащения, напряжение смещения на затворы не подается.

Подобные смесители можно использовать и в супергетеродинных приемниках, если заменить ФНЧ контуром, настроенным на ПЧ.

Преобразователи частоты на ИМС. Смесительная часть ПрЧ на ИМС выполняется на основе дифференциального усилительного каскада с управляемым источником стабильного тока (см. гл. VI, п. 3) и представляет собой балансный транзисторный смеситель, отличаю-

щийся от диодного большим коэффициентом передачи. Колебания гетеродина управляют током транзисторов, изменяя крутизну характеристики прямой передачи, что и необходимо для преобразования частоты.

Схемы функциональных узлов на основе ИМС, содержащих апериодический УРЧ и ПрЧ для тракта сигналов с АМ бытовых приемников, приведены на рис. VII.27. Сигнал подается на вывод *1* ИМС, контур гетеродина подключен к выводам *5* и *8*, режекторный контур, настроенный на ПЧ 465 кГц,— к выводам *9* и *11*, выходной контур, настроенный на ПЧ 465 кГц,— к выводам *10* и *12*. Контур гетеродина показан упрощенно (без элемента настройки). Цепочка *R2C6* (рис. VII.27,*а*) или *R1C7* (рис. VII.27,*б*) устраняет генерацию гетеродина на побочных частотах. Параметры элементов цепочки подби-

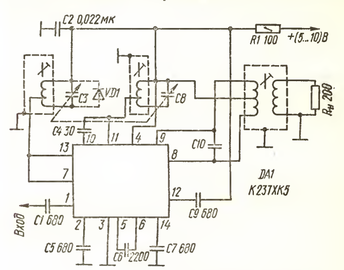


Рис. VII.28. Схема УРЧ и ПрЧ на ИМС для тракта сигналов с ЧМ.

раются при наладке. Основные параметры функциональных узлов приведены в гл. V.

Схема селективного УРЧ и ПрЧ на основе ИМС, предназначенной для тракта сигналов с ЧМ бытовых приемников, приведена на рис. VII.28. Контур УРЧ подключен к выводам *4*, *7* и *13*, контур гетеродина — к выводам *4* и *11*, а контур ПЧ — к выводам *4*, *8* и *9*. Основные параметры этого функционального узла приведены в гл. V.

Схема многофункционального узла на основе ИМС, содержащего кроме ПрЧ регулируемый апериодический УРЧ, трехкаскадный регулируемый УПЧ, два амплитудных детектора, три УПТ и три стабилизатора напряжения, приведена на рис. VII.29. Один амплитудный детектор используется для выделения сигнала ЗЧ, другой — напряжения для АРУ в УРЧ. Первый УПТ усиливает напряжение для АРУ в УРЧ, второй — напряжение для АРУ в УПЧ, третий — напряжение для внешнего индикатора точной настройки приемника. Первый стабилизатор питает УПЧ, второй — коллекторные цепи УРЧ, третий — базовые цепи УРЧ. Сигнал с ФА подается на выводы *1* и *2* ИМС. Кон-

тур гетеродина состоит из катушки $L1$ и конденсаторов. Он подключен к выводам *4* и *5* при помощи катушки связи $L2$. Нагрузкой ПрЧ является контур, подключенный к выводам *14* и *15*. Селективность по соседнему каналу осуществляется при помощи ФСС $Z1$, включенного между катушкой $L8$ и выводом *12* ИМС. Нагрузкой последнего каскада УПЧ служит контур с катушкой $L9$, к которому подключен амплитудный детектор на диоде $VD2$. Постоянная составляющая напряжения с выхода детектора подается через *RC*-фильтр на вывод *9* ИМС для АРУ каскадов УПЧ. К дополнительному выходу ПрЧ (вывод *16*) подключен контур, с которого напряжение ПЧ поступает на вход

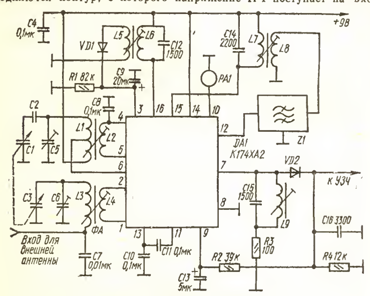


Рис. VII.29. Схема многофункционального узла на ИМС.

второго детектора на диоде $VD1$. Постоянное напряжение с выхода этого детектора подается на вывод *8* ИМС и используется для АРУ каскадов УРЧ. Индикатор точной настройки подключается к выводу *10*.

Тракт УРЧ — ПрЧ — УПЧ, выполненный на основе ИМС типа К174ХА2, отличается хорошей линейностью, обусловленной действием ООС во всех каскадах. Поскольку действие ООС усиливается при повышении уровня сигнала, тракт устойчив к воздействию сильного сигнала. При подаче на вход ИМС сигнала с напряжением 0,5 В и глубиной модуляции 80 % коэффициент гармоник сигнала на выходе не превышает 10 %. Тракт устойчив также к изменению напряжения питания. Так, при изменении напряжения питания от 15 до 4,5 В коэффициент усиления снижается не более чем на 6 дБ. В результате действия системы АРУ изменение напряжения сигнала на выходе не превышает 10 дБ, если напряжение сигнала на входе изменяется на 80 дБ. При выходном сопротивлении источника сигнала 500 Ом чувствительность тракта, ограниченная шумами, 10...15 мкВ. Потребляемый ток 7...12 мА.

8. Гетеродины приемников

Гетеродин — автогенератор синусоидальных колебаний, подаваемых на смеситель частот. К гетеродину предъявляются требования достаточной стабильности частоты и малого уровня гармоник. При этом не должно быть паразитной генерации, а в приемниках сигналов с ЧМ — паразитной ЧМ. К диапазонным гетеродинам предъявляются также требования перекрытия необходимого диапазона частот и постоянства амплитуды колебаний в этом диапазоне. В ПрЧ с совмещенным гетеродином режим гетеродина должен быть таким, чтобы достигалась также хорошая работа смесителя.

Дестабилизирующими факторами, приводящими к изменению частоты гетеродина, являются изменение напряжения питания, нагрузки, параметров транзисторов от нагревания, параметров колебательного контура при климатических и механических воздействиях и др. Для повышения стабильности частоты гетеродина следует повышать доб-

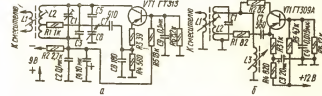


Рис. VII.30. Схемы гетеродинов с автотрансформаторной обратной связью, перестраиваемых КПЕ (*а*) и ферровариометром (*б*).

ротность контура, стабильность питающего напряжения, уменьшать связь контура с транзистором и гетеродина с нагрузкой, защищать элементы от воздействия влаги (или применять влагостойкие), использовать катушки индуктивности с малым ТКИ, конденсаторы с малым ТКЕ (или с отрицательным ТКЕ для термокомпенсации), а в многодиапазонных гетеродинах — электронные переключатели диапазонов. Влияние нагрузки можно существенно ослабить, если включить на выходе гетеродина эмиттерный (истоковый) повторитель.

Гетеродины могут быть выполнены на БТ, включенных по схеме с ОБ, ОЭ или ОК, или на ПТ, включенных по схеме с ОИ, ОЗ или ОС. Полевые транзисторы позволяют достичь более высокой стабильности частоты. Транзисторы для гетеродинов должны иметь максимальную частоту генерации, превышающую максимальную частоту диапазона гетеродина. Однако применение слишком высокочастотных транзисторов может привести к появлению паразитных колебаний на частотах за пределами заданного диапазона. Для устранения низкочастотной паразитной генерации в схему вводят элементы, которые компенсируют рост усиления транзистора с понижением частоты, например, включают конденсатор малой емкости параллельно резистору в цепи эмиттера транзистора, включенного по схеме с ОЭ. Высокочастотную паразитную генерацию обычно устраняют, включая резистор небольшого сопротивления (10...100 Ом) в цепь коллектора (стока) или базы (затвора).

Схемы гетеродинов различаются, главным образом, структурой цепей обратной связи. Широкое распространение получили так называемые трехточечные схемы, в которых контур тремя точками соединен с транзистором (рис. VII.30 и VII.31). В диапазонах ДВ и СВ гетеродины обычно выполняются по схеме с автотрансформаторной обратной связью (индуктивная трехточка). Настройка гетеродина

ферровариометром применяется в автомобильных приемниках. На рис. VII.30,*б* приведена схема гетеродина приемника «Урал-авто» для растянутых поддиапазонов КВ. Ферровариометр *L3*, предназначенный для работы в диапазонах ДВ и СВ и имеющий сравнительно большую индуктивность, подключен к катушке *L2* с малой индуктивностью. Этим достигается малый коэффициент перекрытия поддиапазона, что необходимо для растяжки. Однако при перестройке контуров ферровариометром удобнее применять схему гетеродина с емкостной трехточкой (рис. VII.31). В гетеродине, схема которого приведена на рис. VII.31,*а*, ферровариометр *L1* служит для настройки приемника на принимаемый сигнал, а катушка индуктивности *L2* — для сопряжения настроек контуров гетеродина и преселектора (см. далее) в процессе наладки приемника.

Схема гетеродина для диапазона УКВ бытового приемника приведена на рис. VII.31,*б*. Контур гетеродина перестраивается ферровариометром *L1*. Для АПЧ гетеродина к контуру через конденсаторы

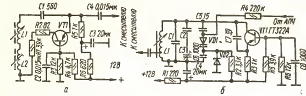


Рис. VII.31. Схемы гетеродинов с емкостной трехточкой без АПЧ (*а*) и с АПЧ (*б*).

подключен варикап *VD1* типа Д902. Начальная рабочая точка варикапа устанавлнвается диодом *VD2* типа 7ГЕ2АС. Напряжение для АПЧ подается с выхода частотного детектора через *RC*-фильтр, который на схеме не показан.

Сопряжение настроек контуров гетеродина и преселектора. Контуры гетеродина и преселектора в супергетеродинном приемнике настраивают одной ручкой, с помощью которой изменяются параметры нескольких (обычно двух или трех) элементов настройки. При любом положении ручки настройки частота гетеродина должна отличаться от частоты настройки контуров преселектора на величину, равную ПЧ приемника. Для этого в контур гетеродина включают дополнительные элементы, уменьшающие коэффициент перекрытия диапазона гетеродина и позволяющие получить необходимый закон изменения частоты в зависимости от положения ручки настройки приемника. Такое усложнение схемы контура гетеродина (а также преселектора при растянутых поддиапазонах) дает возможность использовать для настройки контуров гетеродина и преселектора одинаковые элементы (КПЕ, ферровариометры или варикапы).

Один из возможных вариантов включения конденсаторов сопряжения в контур гетеродина, настраиваемый КПЕ, показан на рис. VII.30,*а*. Для расчета параметров элементов контура гетеродина должны быть известны минимальная $f_{\min}$ и максимальная $f_{\max}$ частоты поддиапазона приемника, ПЧ приемника $f_{\text{пр}}$, индуктивность контура преселектора L. Расчет выполняют в следующем порядке.

Определяют частоты точного сопряжения

$$f_1 = 0{,}5\,(f_{\min} + f_{\max});\;\; f_2 = f_1 - \sqrt{3}\,(f_{\max} - f_{\min})/4;$$
$$f_3 = f_1 + \sqrt{3}\,(f_{\max} - f_{\min})/4.$$

Находят вспомогательные величины

$$a = f_1 + f_2 + f_3;\ b^2 = f_1 f_2 + f_2 f_3 + f_1 f_3;$$
$$c^3 = f_1 f_2 f_3;\ d = a + 2f_{\text{пр}};\ l^2 = (b^2 d - c^3)/2f_{\text{пр}};$$
$$m^2 = ad + f_{\text{пр}}^2 - b^2 + l^2;\ n^2 = (f_{\text{пр}}^2 l^2 + c^3 d)/m^2.$$

Здесь и ниже частоты должны быть выражены в мегагерцах, индуктивности — в микрогенри, емкости — в пикофарадах.

Определяют значение $A = 25330/L$. Вычисляют емкости конденсаторов сопряжения

$$C1 + C3 = A/(l^2 - n^2);\ C5 = A/n^2.$$

Находят индуктивность контура гетеродина

$$L1 = l^2 LC5/[m^2 (C1 + C3 + C5)].$$

Параметры элементов сопряжения необходимо рассчитывать очень точно. Правильность расчета проверяют по формулам

$$l^2 = A (C1 + C3 + C5)/[(C1 + C3)\ C5];$$
$$m^2 = AL/[L1 (C1 + C3)];\ n^2 = A/C5.$$

В приемниках с несколькими поддиапазонами для каждого поддиапазона применяют отдельный комплект конденсаторов *C1*, *C3*, *C5*. Выбирая номинальные значения конденсаторов, необходимо помнить, что емкость *C3* состоит из емкости конденсатора, собственной емкости катушки *L1* и емкости монтажа.

Регулировка сопряжения контуров преселектора и гетеродина. Методика и трудоемкость регулировки сопряжения контуров зависят от точности расчета элементов сопряжения и того, насколько точно учтены емкости катушки и монтажа. При регулировке серийно выпускаемых приемников добиваются сопряжения только в двух точках поддиапазона (на частотах f_2 и f_3), которые обычно отмечены на шкале приемника. Если же элементы контуров преселектора и гетеродина выполнены по результатам расчета, сопряжение контуров регулируется в трех точках поддиапазона.

Регулировка сопряжения контуров приемника в процессе ремонта выполняется по следующей методике. На вход приемника для внешней антенны от измерительного генератора (ИГ) через эквивалент антенны (см. п. 14 этой главы) подают модулированный сигнал напряжением порядка 1 мВ и частотой, соответствующей точному сопряжению контуров в начале диапазона (ближе к минимальной частоте). Если на шкале приемника нет отметки частоты точного сопряжения, то ее выбирают на 10...12 % выше минимальной частоты диапазона. Затем вращением подстроечных сердечников катушек гетеродина и преселектора добиваются максимального напряжения на выходе приемника. После этого приемник перестраивают на частоту точного сопряжения в конце диапазона (на 5...10 % меньше максимальной частоты) и на вход приемника подают модулированный сигнал соответствующей частоты. При помощи подстроечных конденсаторов добиваются максимального напряжения на выходе приемника. Далее повторяют настройку в начале диапазона, а потом в конце и т. д. Таким образом, используя метод последовательных приближений, можно достичь удовлетворительного сопряжения настроек во всех точках диапазона. Для облегчения регулировки следует отключить систему АРУ. Порядок настройки различных диапазонов имеет значение только тогда, когда катушки контуров одного из диапазонов являются частя-

ми катушек другого. При настройке контуров диапазонов КВ легко допустить ошибку и настроить контуры на частоту зеркального канала. Для проверки правильности настройки изменяют частоту ИГ в одну сторону, а потом в другую от частоты настройки приемника (повысив одновременно выходное напряжение ИГ) и находят вторую настройку, отстоящую от первой на величину, равную удвоенной ПЧ приемника. Если чувствительность приемника ниже при более высокой частоте ИГ, контуры настроены правильно. В противном случае необходимо повторить настройку, подавая сигнал с частотой, соответствующей основному каналу приема.

При настройке контуров гетеродина и преселектора экспериментальных образцов приемников необходимо проверять точность сопряжения в трех точках диапазона, которые определяются в процессе расчета элементов контуров. Настройку контура гетеродина на минимальной частоте точного сопряжения выполняют подбором емкости последовательно включенного конденсатора *C5* (рис. VII.30, *а*), на средней частоте — подстроечным сердечником катушки, на максимальной — подстроечным конденсатором. При настройке используют метод последовательных приближений, несколько раз проверяя и подстраивая контуры гетеродина и преселектора поочередно на трех частотах точного сопряжения, начиная со средней.

9. Усилители промежуточной частоты

Усилитель промежуточной частоты усиливает сигналы, поступающие от ПрЧ, до уровня, необходимого для нормальной работы Дм, и одновременно осуществляет частотную селекцию спектра сигнала, на который настроен приемник. Неравномерность АЧХ УПЧ в полосе частот принимаемого сигнала не должна превышать определенного значения (обычно 3...6 дБ). Частотой настройки УПЧ считают среднюю частоту полосы пропускания. Форма АЧХ УПЧ должна сохраняться в допустимых пределах при изменении напряжения питания (в установленных пределах), со временем, при замене экземпляров транзисторов или ИМС, а также внешних воздействиях (изменение температуры, влажности окружающей среды и др.).

Основные принципы построения УПЧ. Тракт ПЧ может быть выполнен с распределенным усилением и селективностью или с сосредоточенной селективностью. В первом случае каждый каскад усиления содержит селективные элементы (одиночные контуры или ДПФ), во втором — применяется ФСС на входе УПЧ, а каскады усиления выполняются апериодическими или слабоселективными, с полосой пропускания в несколько раз превышающей полосу пропускания ФСС.

При распределенной селективности каждый каскад усиления в среднем имеет невысокую селективность, вследствие чего при воздействии мешающих сигналов возможно появление перекрестных искажений одновременно в нескольких каскадах усиления. Кроме того, изменение селективности неизбежно влечет соответствующее изменение усиления.

В тракте с сосредоточенной селективностью можно достичь более высокой стабильности АЧХ и ФЧХ при изменении проводимости транзисторов и напряжения питания. Поэтому УПЧ с ФСС целесообразно применять в высококачественных связных приемниках, к которым предъявляются повышенные требования в отношении селективности по соседнему каналу. В этом случае ступенчатая регулировка полосы пропускания осуществляется переключением ФСС с различ-

ными полосами пропускания. Если требуется плавная регулировка полосы пропускания, выполнение ФСС затруднено. Тракт УПЧ с сосредоточенной селективностью отличается и более высокой устойчивостью к самовозбуждению, поскольку апериодические и слабоселективные каскады усиления вносят меньшие фазовые сдвиги.

В УПЧ с ФСС используются главным образом каскады усиления с одиночными контурами и апериодические. В этом случае каскады с одиночными контурами имеют сравнительно широкую полосу пропускания, поэтому даже при работе транзисторов на частотах, близких к граничной, не требуется нейтрализации обратной проводимости и жесткой стабилизации режима транзисторов. Каскады УПЧ с ДПФ используются в основном в трактах сигналов с АМ, если требуется плавная регулировка полосы пропускания, и в трактах сигналов с ЧМ. Для таких каскадов целесообразно выбирать транзисторы с более высокой граничной частотой, чтобы получить достаточную устойчивость УПЧ без нейтрализации обратной проводимости. Кроме того, необходима жесткая стабилизация режима работы транзисторов, иначе при замене экземпляров или изменении температуры изменяется коэффициент усиления и форма АЧХ и ФЧХ всего усилителя. В радиолюбительских приемниках иногда увеличивают число каскадов УПЧ, снижая коэффициент усиления в каждом из них. При этом УПЧ работает более устойчиво.

Обычно в УПЧ используется включение транзисторов по схеме с ОЭ. При высокой промежуточной частоте применяют также каскодное соединение транзисторов (ОЭ — ОБ), позволяющее получать большее устойчивое усиление каскада. Чтобы уменьшить влияние входных и выходных проводимостей транзисторов на параметры селективных элементов, применяют неполное включение контуров. Коэффициенты включения контуров (степень связи) в цепи транзисторов чаще всего выбирают так, чтобы получить необходимую эквивалентную добротность контура и, следовательно, необходимую полосу пропускания. Конструктивная добротность контуров выбирается как можно большей (значительно большей, чем требуется для получения заданной полосы пропускания). Это дает возможность увеличивать связь контуров с транзисторами и, следовательно, коэффициент усиления каскада.

Последний каскад УПЧ, нагруженный диодным детектором, необходимо выполнять так, чтобы детектор сильно шунтировал колебательный контур. В этом случае повышается линейность детекторной характеристики [15]. Сильное шунтирование колебательного контура достигается при достаточно больших значениях выходного сопротивления каскада $R_{вых}$ и резонансного сопротивления контура $R_{0э}$, а также сильной связи контура с детектором. Если увеличить только $R_{0э}$ при $R_{вых} \ll R_{0э}$, то резонансное сопротивление нагруженного контура практически не изменится. Кроме того, возрастет нестабильность настройки контура ПЧ при изменении напряжения питания (поскольку выходное сопротивление имеет реактивный характер и зависит от режима транзистора) и увеличится вероятность самовозбуждения каскада.

Для повышения выходного сопротивления каскада необходимо включать транзистор по схеме с ОБ или выполнять каскад по каскодной либо дифференциальной схеме. Для получения большого $R_{0э}$ выбирают малую емкость контура (порядка 100 пФ). Детектор подключают к контуру через катушку связи, число витков которой такое же, как у контурной или несколько больше. Обе катушки наматывают одновременно (в два провода).

Схемы УПЧ на транзисторах. На рис. VII.32 приведена схема двухкаскадного УПЧ для простого приемника, в котором нагрузкой ПрЧ является ФСС из *LC*-контуров. Первый каскад — апериодический, второй — резонансный. При помощи катушки индуктивности *L1* осуществляется трансформаторная связь УПЧ с последним контуром ФСС. В УПЧ используется эмиттерная стабилизация режима (см. гл. VI, п. 3). Усиление первого каскада регулируется автоматически системой АРУ. Усилитель можно выполнить на любых маломощных высокочастотных БТ структуры $p - n - p$. Полоса пропускания второго каскада должна быть не менее 30 кГц. Вход УПЧ должен быть хорошо защищен от проникновения колебаний гетеродина.

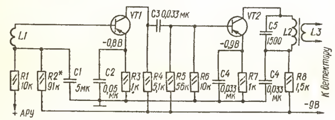


Рис. VII.32. Схема двухкаскадного УПЧ для простого приемника.

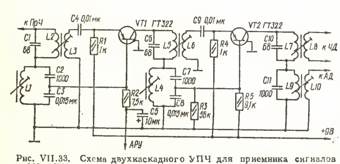


Рис. VII.33. Схема двухкаскадного УПЧ для приемника сигналов с АМ и ЧМ.

Схема УПЧ для комбинированного тракта сигналов с АМ и ЧМ приведена на рис. VII.33. На ПЧ для сигналов с АМ настраивают контуры *L1C2C3*, *L4C7C8*, *L9C11*. Для этой ПЧ транзисторы включены по схеме с ОЭ, а для более высокой ПЧ тракта сигналов с ЧМ — по схеме с ОБ. Катушка *L8* подключается к частотному детектору (ЧД), катушка *L10* — к амплитудному детектору (АД). В УПЧ для сигналов с ЧМ целесообразно использовать каскодные схемы каскадов (см. п. 6 этой главы).

На рис. VII.34 приведена схема тракта ПЧ сигналов с АМ, в котором селективность осуществляется в основном с помощью пьезокерамического ФСС. Транзистор *VT1* используется в смесителе, транзисторы *VT2* и *VT3* — в каскадах ПЧ. Амплитудный детектор, выполненный на диоде *VD2*, работает с положительным смещением и также используется в системе АРУ (см. п. 12 данной главы). Во всех каскадах применена эмиттерная стабилизация режима транзисторов (см. гл. VI, п. 3).

Индуктивность катушек *L1*, *L3* и *L5* при ПЧ 465 кГц должна быть 240 мкГн, отвод от среднего витка. Число витков катушек *L2* и *L4* равно примерно 10 % числа витков катушек *L1*, *L3*, а число витков катушки *L6* — 50 % числа витков катушек *L1*, *L3*, *L5*.

Схемы УПЧ на основе ИМС. Схемы апериодических УПЧ и АД приведены на рис. VII.35 (ИМС описаны в гл. V, п. 2, 3). Чувствительность УПЧ на ИМС типа К157УС3 (рис. VII.35, *а*) при напряжении сигнала на выходе АД 30 мВ, глубине модуляции входного сигнала 30 % и частоте модуляции 400 Гц составляет 15...40 мкВ при напряжении питания 3,6 В и 12...25 мкВ при напряжении питания 6 В. При

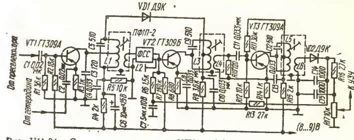


Рис. VII.34. Схема двухкаскадного УПЧ с ФСС.

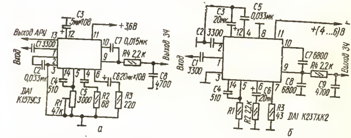


Рис. VII.35. Схемы апериодических УПЧ и АД на ИМС типов К157УС3 (*а*) и К237ХК2 (*б*).

изменении напряжения сигнала с частотой 465 кГц на входе от 50 мкВ до 3 мВ напряжение на выходе детектора изменяется не более чем на 6 дБ. Напряжение на выходе системы АРУ 3...4,5 В. Рабочую точку детектора (постоянное напряжение 0,25 В на выводе *9* ИМС) устанавливают подстроечным резистором, подключенным к выводу *5*, при отсутствии сигнала на входе. Апериодический УПЧ на ИМС К237ХК2 характеризуется примерно такими же показателями качества, как и УПЧ на ИМС К157УС3.

Схема апериодического УПЧ на ИМС, предназначенного для тракта сигналов с ЧМ бытовых приемников, приведена на рис. VII.36. При напряжении питания 6 В коэффициент усиления составляет не менее 150 на частоте 10,7 МГц, входное сопротивление около 300 Ом, потребляемый ток 3 мА.

Фильтры сосредоточенной селекции представляют собой цепочку связанных один с другим резонаторов. В качестве резонаторов используются *LC*-контуры, пластинки из пьезоэлектрических материалов, а также механические резонаторы (в ЭМФ). Число резонаторов в виде

LC-контуров в бытовых приемниках обычно от 3 до 6, в связных приемниках их может быть больше 10.

Фильтры сосредоточенной селекции из LC-контуров составляются из П-образных звеньев (рис. VII.37), которые соединяются цепочкой. Полоса пропускания каждого звена должна быть равна требуемой полосе пропускания всего ФСС. Выходное сопротивление предыдущего звена должно быть равно входному сопротивлению последующего. Практически это условие выполняется лишь на двух частотах в полосе пропускания. Рассогласование на остальных частотах приводит к появлению на вершине АЧХ впадин, но вместе с тем улучшает прямоугольность АЧХ. При составлении схемы ФСС колебательные контуры

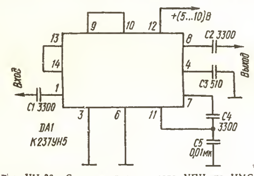


Рис. VII.36. Схема апериодического УПЧ на ИМС типа К237УН5.

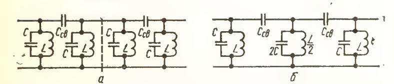


Рис. VII.37. Схемы отдельных звеньев ФСС (*а*) и двухзвенного ФСС (*б*).

стыкуемых звеньев соединяются параллельно. При этом число контуров уменьшается на единицу. N-звенный ФСС содержит (N + 1) контуров, причем крайние контуры отличаются от остальных в два раза большей индуктивностью и в два раза меньшей емкостью.

Добротность контуров ФСС должна быть достаточно высокой (в бытовых приемниках не менее 200). При низкой добротности уменьшается селективность ФСС и возрастает затухание в полосе пропускания.

Приведем методику расчета ФСС из *LC*-контуров, основанную на предположениях о том, что АЧХ фильтра симметрична и выполняется согласование характеристического сопротивления фильтра и сопротивления нагрузки. В действительности АЧХ фильтра несколько асимметрична, что вызывает погрешность при расчете (порядка 10 %). Согласование указанных сопротивлений улучшает АЧХ ФСС в полосе пропускания и уменьшает затухание. Ориентировочный расчет ФСС выполняют в следующем порядке.

Задаются значением конструктивно выполнимой добротности контуров из условия $Q_к > 3f_{пр}/П$, где $f_{пр}$ — промежуточная частота

приемника; Π — полоса пропускаиия ФСС на уровие 3 дБ. Определяют расчетное зиачеиие добротности ФСС по формуле $Q_р = (0,8...0,9) f_{пр}/\Pi$. Находят отиосительиую расчетиую расстройку по следующей формуле: $\beta = \Delta f\,(0,8...0,9)\,/\Pi$, где Δf — абсолютиая расстройка, при которой задаиа селективность ФСС. Далее вычисляют $\alpha = Q_р/Q_к$ и по графику (рис. VII.38) находят селективность при расстройке Δf для одного звеиа ФСС. Определяют иеобходимое число звеньев ФСС $N = d_ф/d_{зв}$ ($d_ф$ и $d_{зв}$ — соответствеиио селективиость ФСС в целом и одного звена). По графику (см. рис. VII.38) находят коэффициент передачи ФСС иа средней частоте полосы пропускания $K_ф = K_0'$.

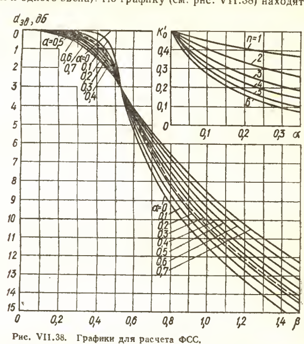


Рис. VII.38. Графики для расчета ФСС.

Задаются характеристической проводимостью ФСС $g_ф$ в пределах 5...20 мкСм и определяют емкость и индуктивность крайних коитуров и емкость связи

$$C \approx 150 g_ф/\Pi;\ L \approx 2{,}5 \cdot 10^{10}/(f_{пр}\, C);\ C_{св} \approx \Pi C/f_{пр},$$

где C — емкость контуров, пФ; $g_ф$ — проводимость, мкСм; Π — полоса пропускания, кГц; $C_{св}$ — емкость конденсаторов связи, пФ; $f_{пр}$ — промежуточная частота, кГц; L — индуктивность, мкГн.

Коэффициенты включения ФСС со стороны входа и выхода определяются по формулам

$$p_{вх} = \sqrt{g_ф/g_{вых}};\ p_{вых} = \sqrt{g_ф/g_{вх}},$$

где $g_{вых}$ — выходная проводимость смесителя; $g_{вх}$ — входная проводимость последующего каскада. Если $g_{вых} < g_ф$, то параллельно входу ФСС необходимо включить шунтирующий резистор с сопротивлением $R_ш = 1/(g_ф - g_{вых})$.

Если смеситель выполнен на ПТ, то параллельно входу ФСС следует включить резистор с сопротивлением $1/g_ф$, а ФСС включить непосредственно в цепь стока транзистора.

Настройка ФСС может выполняться как непосредственно в приемнике, так и отдельно. Лучше настраивать ФСС в приемнике. Сигнал от генератора подают на вход каскада, нагрузкой которого является ФСС. Частота подаваемого сигнала должна быть определена по формуле

$$f_c = f_1 f_2 \sqrt{2/(f_1^2 + f_2^2)},$$

где f_1 и f_2 — минимальная и максимальная частоты полосы пропускания ФСС. Параллельно первому контуру через конденсатор с емкостью, не превышающей 2...3 % емкости контура, подключают электронный вольтметр переменного тока. Шунтирующие резисторы на входе и выходе ФСС, если они имеются, на время настройки необходимо отключить.

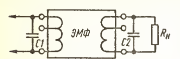


Рис. VII.39. Схема включения ЭМФ.

Контуры ФСС настраиваются последовательно, начиная с первого. Каждый нечетный контур настраивается по максимуму показаний вольтметра, а четный — по минимуму. При этом контур, включенный за настраиваемым, должен быть закорочен. Систему АРУ желательно отключить. После настройки контуров следует проверить АЧХ ФСС, подключив вольтметр к выходу последующего каскада УПЧ. При этом согласующие резисторы должны быть подключены.

Пьезокерамические ФСС отличаются небольшими габаритными размерами, малой массой, стабильностью АЧХ и позволяют упростить конструкцию и наладку приемника. Они применяются в ряде бытовых приемников. Основные параметры пьезокерамических ФСС приведены в табл. VII.8. Для нормальной работы пьезокерамического ФСС необходимо согласование его с выходом каскада, нагрузкой которого он является, и входом последующего. Если входное сопротивление последующего каскада больше, чем необходимо для согласования, то параллельно входу каскада включают резистор с соответствующим сопротивлением. Согласование на входе ФСС обычно достигается с помощью колебательного контура (см. рис. VII.34), который необходим для подавления сигналов, удаленных от ПЧ, но попадающих в паразитные полосы пропускания ФСС. Согласование фильтра может быть нарушено вследствие изменения параметров транзисторов при работе системы АРУ. При рассогласовании изменяется АЧХ ФСС в полосе пропускания, что может привести к заметным искажениям сигнала.

Электромеханические фильтры (ЭМФ), выпускаемые промышленностью, отличаются хорошей прямоугольностью АЧХ, стабильностью параметров, меньшими габаритными размерами, чем ФСС из *LC*-контуров. Основные параметры ЭМФ приведены в табл. VII.9 и VII.10. Коэффициент прямоугольности АЧХ представляет собой отношение полосы частот на уровне 60 дБ к полосе пропускания на уровне 6 дБ. Схема включения ЭМФ приведена на рис. VII.39. Емкости конденсаторов, которые включаются на входе и выходе фильтра, маркируются

Таблица VII.8. **Основные параметры пьезокерамических и пьезомеханических фильтров**

Тип	Средняя частота полосы пропускания, кГц	Полоса пропускания на уроане 6 дБ, кГц	Селектность прн расстройке ±9 кГц, дБ, не мснее	Затуханне а полосе пропускания, дБ, не более	Неравномерность АЧХ а полосе пропускания, дБ, не более	Согласующие сопротивления, кОм	
						на входе	на выходе
ФП1П-1М	$465^{+2}_{-1,8}$	7...9,5	40	8	2	1,2	0,6
ФП1П-2		8,5...12,5					
ФП1П-022	465±2	10,5...14,5	26				
ФП1П 023		8...11,5	40				
ФП1П-024		8...11,5	35				
ФП1П-025		8...11,5	30	9,5	2	2±0,2	2±0,2
ФП1П-026		7...10,5	26				
ФП1П-027		8...11,5	35				
ФП1П-041		4,6...7,0	55				
ФП1П-042		4,7...7,0	50	12	2	2±0,2	2±0,2
ФП1П-043		4,7...7,0	46				
ПФ1П-4-1			16*	3,5	1		
ПФ1П-4-2		7...10	24*	7	2	2±0,2	1±0,1
ПФ1П-4-3			34*	12	4		
ПФ1П-5-3		9...14	26*	12	4	2±0,2	1±0,1
ФП1П-049а	10700±100	150...200	—	10	3	0,33	0,33
ФП1П-049б		200...280	—				

* При расстройке ±10 кГц.

Примечание. Полоса пропускания на уровне 26 дБ фильтра ФП1П-049а — не более 505, фильтра ФП1П-049б — не более 585 кГц.

Таблица VII.9. **Основные параметры электромеханических фильтров со средней частотой полосы пропускания 465±1,5 кГц**

Тип	Полоса пропускания на уровне 3 дБ, кГц	Селективность прн расстройке ±10 кГц, дБ, не менее	Коэффициент передачи, не менее	Согласующие сопротивления, кОм		Емкость настройки преобразователя, пФ	
				на ахода	на выходе	аходного	выходного
ЭМФП-5-465-6	5,6...6,4	56	0,118	10	1	300	1500
ЭНФП-5-465-7	6,5...7,5	35	0,2	50	10	150	40
ЭМФП-5-465-9	8,4...9,6	42	0,143	10	1	300	2200
ЭМФП-5-465-13	12,2...13,8	26	0,125	10	1	300	3300
ЭМФП-6-465	6±0,8	56	0,35	10	1	...	...

иа корпусах фильтров или указываются в паспортах. Контуры, образоваиные коидеисаторами и катушками электромеханических преобразователей фильтра, должиы быть настроены иа частоту сигнала. Катушки некоторых ЭМФ имеют отводы, которые позволяют использовать фильтры при меиьших согласующих сопротивлеииях. Значения этих сопротивлений и соответствующих коэффициентов передачи приведеиы в табл. VII.10 (в скобках). Если выходное сопротивление источника сигнала меньше, чем требуемое согласующее сопротивление со стороиы входа, то последовательно включают резистор. Если же выходиое сопротивление источиика сигиала превышает сопротивление, необходимое для согласования, резистор включают параллельио

Таблица VII.10. Основные параметры электромеханических фильтров для однополосных сигналов (*SSB*)

Тип	Частота срез АЧХ со стороны несущей*, кГц	Полоса пропускания на уровне 6 дБ, кГц	Коэффициент прямоугольности АЧХ, не более	Коэффициент передачи, не менее	Согласующие сопротивления на входе и выходе, кОм
ЭМФ-9Д-500-3Н ЭМФ-9Д-500-3С ЭМФ-9Д-500-3В	499,7±0,15 500±0,15 500,3±0,15	3±0,3	2	0,177	...
ЭМФДП-500Н-2,35 ЭМФДП-500В-2,35	499,65±0,05 500,35±0,05	2,35±0,15	1,7	0,22 (0,09)	75 (2,7)
ЭМФДП-500В-3,1	500,3±0,05	3,1±0,2	1,7	0,12 (0,18)	...
ЭМФДП-500Н-3,3 ЭМФДП-500В-3,3	499,75±0,05 500,25±0,05	3,3±0,15	1,7	0,22 (0,09)	75 (2,7)
ЭМФДПС-1,0	500±0,1	1,0±0,1	3,6	0,18	...

* На уровне 3 дБ.

входу фильтра. Сопротивление нагрузки $R_н$ должно быть равно согласующему сопротивлению. Если входное сопротивление последующего каскада не удовлетворяет этому условию, включают резистор с соответствующим сопротивлением последовательно или параллельно входу каскада.

10. Демодуляторы

Демодуляция сигналов с АМ осуществляется с помощью амплитудных детекторов, к которым предъявляются требования максимального коэффициента передачи, минимального уровня вносимых искажений сигнала, максимального входного сопротивления, минимального напряжения с частотой несущей на выходе. В большинстве современных приемников применяют АД на германиевых диодах. Схема такого АД приведена на рис. VII.40. Нагрузка детектора для постоянного тока состоит из резисторов *R2* и *R3*, причем резистор *R3* шунтирован конденсатором *C3*. Поскольку напряжение с частотой модуляции снимается с части нагрузки (резистор *R3*), коэффициент передачи детектора уменьшается. Однако при этом еще в большей мере уменьшается напряжение с частотой несущей входного сигнала, которое проникает на выход детектора. Постоянная составляющая напряжения на резисторе *R3* выделяется при помощи *RC*-фильтра и используется для АРУ каскадов УРЧ и УПЧ. Разделение нагрузки детектора на две части способствует уменьшению нелинейных искажений, обусловленных влиянием входа УЗЧ. Если входное сопротивление УЗЧ очень мало (порядка 1 кОм), вход УЗЧ подключают к детектору через делитель напряжения и выбирают достаточно малое сопротивление нагрузки детектора. Сопротивления нагрузки детектора для постоянного

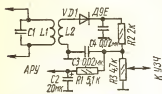


Рис. VII.40. Схема амплитудного детектора на диоде.

тока и тока звуковой частоты должны отличаться возможно меньше (обычно не более чем на 20 %). В противном случае возникают заметные нелинейные искажения во всем диапазоне ЗЧ.

Входное сопротивление диодного детектора зависит от сопротивления нагрузки для постоянного тока и напряжения несущей на входе. При напряжении на входе более 0,5 В и достаточно большом сопротивлении нагрузки (в сотни раз больше прямого сопротивления диода) входное сопротивление детектора примерно равно половине сопротивления нагрузки. При малых напряжениях сигнала на входе и сопротивлении нагрузки порядка килоом входное сопротивление детектора может превышать сопротивление нагрузки. Обычно детектор подключают к последнему контуру УПЧ при помощи трансформатора высокой частоты. Число витков вторичной обмотки трансформатора выбирают из условия получения необходимой добротности нагруженного контура.

Емкость конденсатора *C4* должна быть достаточно большой (во много раз большей емкости диода), но не должна превышать значения $C4 = 0{,}25/F_в R_н$, где $F_в$ — наивысшая частота модуляции входного сигнала; $R_н$ — сопротивление нагрузки ($R_н = R2 + R3$). В противном случае возрастает уровень нелинейных искажений на низких частотах. Емкости конденсаторов *C3* и *C4* обычно одного порядка.

В сравнительно простых приемниках АД работают при малых напряжениях входного сигнала (30...300 мВ). При этом коэффициент передачи диодного детектора мал. Так, при входном напряжении сигнала 50 мВ он равен 0,2, а при 300 мВ — 0,9. Сопротивление нагрузки детектора выбирают малым (2...10 кОм), что необходимо для уменьшения влияния входа УЗЧ на работу детектора. При изменении уровня входного сигнала изменяются коэффициент передачи и входное сопротивление детектора и, следовательно, условия согласования детектора с последним контуром УПЧ. Минимальный коэффициент гармоник получается лишь при определенных условиях. Иногда для уменьшения коэффициента гармоник подают на диод небольшое напряжение в прямом направлении.

Большое влияние на работу диодного АД оказывает последний каскад УПЧ. Если резонансное сопротивление последнего контура УПЧ настолько мало или его связь с детектором настолько слабая, что контур практически не шунтируется, то при слабых сигналах детекторная характеристика (зависимость среднего напряжения на выходе детектора от амплитуды сигнала на входе) нелинейна, особенно у АД на кремниевом диоде. Если же детектор сильно шунтирует контур, протяженность линейного участка детекторной характеристики увеличивается [15]. При этом детекторная характеристика АД на кремниевом диоде может иметь более протяженный линейный участок, чем АД на германиевом диоде при слабом шунтировании контура ПЧ. Это следует учитывать при разработке УПЧ (см. п. 9).

Повышение температуры окружающей среды влияет на работу диодного АД только при очень слабых сигналах. В этом случае контур УПЧ шунтируется дифференциальным сопротивлением диода, которое у германиевых диодов при обратном токе 10 мкА примерно равно 3 кОм. У кремниевых диодов обратный ток на несколько порядков меньше, и они значительно меньше шунтируют контур. При повышении температуры увеличивается обратный ток диода и шунтирующее действие детектора, следовательно, изменяются параметры последнего каскада УПЧ. Поэтому в случаях, когда требуется детектирование слабых сигналов в диапазоне температур, целесообразно применять кремниевые диоды.

Амплитудные детекторы на транзисторах находят широкое применение в ИМС. Для уменьшения коэффициента гармоник транзистор включают по схеме с ОК. Иногда для повышения входного сопротивления такого детектора и, следовательно, коэффициента усиления предыдущего каскада используют два транзистора, включенные по схеме с ОК (например, в ИМС типа К237ЖА2).

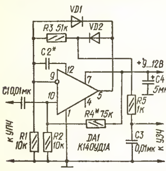


Рис. VII.41. Схема амплитудного детектора с повышенной линейностью.

Амплитудный детектор на ОУ, схема которого приведена на рис. VII.41, отличается повышенной линейностью детекторной характеристики. Коэффициент передачи равен 6 и может быть повышен соответствующим изменением соотношения сопротивлений резисторов *R3*, *R1*. Налаживание детектора проводится при отсутствии входного сигнала и сводится к подбору резистора *R4* для получения постоянного напряжения на выходе ОУ (вывод *5*), равного половине напряжения питания. Емкость конденсатора *C2*, устраняющего самовозбуждение, выбирают в пределах 5...30 пФ.

Синхронный АД отличается более высоким качеством демодуляции сигнала и способностью ослаблять помехи от соседних станций. Синхронное детектирование осуществляется путем умножения входного сигнала с частотой f_c на так называемое опорное синусоидальное колебание с частотой $f_{оп} = f_c$ и выделения из результата умножения полезной составляющей, содержащей передаваемую информацию. Опе-

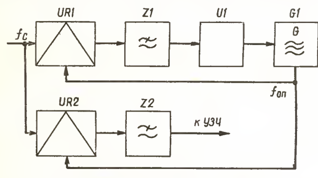


Рис. VII.42. Структурная схема синхронного детектора.

рацию умножения можно выполнить с помощью ФД, а выделение полезной составляющей — с помощью ФНЧ. Структурная схема такого детектора приведена на рис. VII.42. Для синхронизации опорного генератора *G1* служит система фазовой АПЧ, состоящая из ФД *UR1*, ФНЧ *Z1* и управляющего элемента *U1*. В ряде случаев необходимо усиление выходного напряжения *UR1* при помощи УПТ. При изменении частоты входного сигнала изменяется напряжение на выходе *UR1*, что приводит к соответствующему изменению частоты *G1*. Таким

образом поддерживается равенство частот сигнала и опорного генератора с точностью до фазы. Приемник с синхронным детектором описан в гл. XII.

Демодуляция сигналов с ЧМ выполняется при помощи частотных детекторов, к которым предъявляются такие же требования, как и к АД. Кроме того, выходное напряжение ЧД не должно изменяться при колебаниях амплитуды входного сигнала, т. е. ЧД должен подавлять сопутствующую АМ.

В качестве ЧД в промышленных бытовых приемниках на транзисторах используется ДД, или детектор отношений, в приемниках на ИМС — чаще фазовые квадратурные ЧД.

Схема симметричного ДД приведена на рис. VII.43. Детектор состоит из фазосдвигающего трансформатора высокой частоты и двух АД на полупроводниковых диодах. Контуры *L1C3* и *L2C4* настраи-

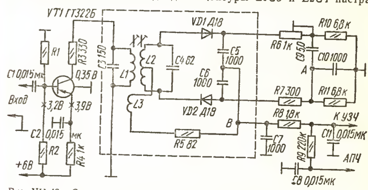


Рис. VII.43. Схема симметричного дробного детектора.

ваются на промежуточную частоту приемника. Вторичная обмотка трансформатора *L2* выполняется симметричной (см. гл. III, п. 2). Коэффициент связи между обмотками *L1* и *L3* должен быть достаточно большим, поэтому обмотку *L3* размещают непосредственно на обмотке *L1*.

Дробный детектор достаточно хорошо подавляет сопутствующую АМ в полосе частот принимаемого сигнала с ЧМ. Поскольку нагрузка АД шунтирована конденсатором большой емкости, напряжение на ней остается практически постоянным при быстрых изменениях амплитуды сигнала на входе. Если амплитуда сигнала быстро возрастает, увеличивается угол отсечки тока диодов и, следовательно, уменьшается входное сопротивление АД. При этом уменьшается добротность контуров фазосдвигающего трансформатора и, таким образом, стабилизируется амплитуда напряжений, поступающих на входы АД.

Выбор элементов ДД. Эквивалентные добротности контуров $Q_э$ выбираются в пределах 50...75 (на частотах более 6 МГц). При этом для хорошего подавления АМ и достаточно малых нелинейных искажений необходимо, чтобы конструктивная добротность $Q_к$ была в два-три раза больше $Q_э$. Индуктивности и емкости контуров такие же, как и в УПЧ. Индуктивность обмотки *L3* выбирают в пределах (0,25... ...0,5) *L1*, а добротность — 40...60. Коэффициенты связи между обмотками *L1* и *L3* можно определить по формулам $k_{св12} \approx 0{,}5/Q_э$; $k_{св13} \approx 40/Q_э$.

Коэффициент включения контура $L1C3$ в цепь коллектора транзистора находят по формуле

$$p_{к} = 400\sqrt{(Q_{к}-Q_{э})/f_{пр}Q_{к}Q_{э}g_{вых}L1}.$$

Здесь и далее $Q_{к}$ — конструктивная добротность контура $L1C3$; $f_{пр}$ — ПЧ, МГц; $g_{вых}$ — выходная проводимость транзистора, мкСм; $L1$ — индуктивность обмотки, мкГн. Если получается $p_{к} > 1$, то принимают $p_{к} = 1$ и параллельно контуру $L1C3$ подключают резистор с сопротивлением $R_{ш}$, определяемым по формуле

$$R_{ш} = 6{,}3f_{пр}Q_{к}Q_{э}L1/(Q_{к}-Q_{э}-6{,}3f_{пр}Q_{к}Q_{э}g_{вых}L1\cdot 10^{-6}).$$

Настройка контуров ДД выполняется в следующем порядке. На вход ДД (базу транзистора) от генератора сигналов подают напряжение ПЧ 0,1 В. Между точкой *А* и корпусом (см. рис. VII.43) подключают электронный вольтметр постоянного тока со входным сопротивлением не менее 100 кОм. Контур $L2C4$ расстраивают как можно больше. Лучше подключить параллельно ему конденсатор емкостью 100...150 пФ. Настраивают контур $L1C3$ по максимальному показанию вольтметра. После этого вольтметр постоянного тока подключают между точкой *В* и корпусом. Настраивают контур $L2C4$ по нулевому (не по минимальному!) показанию вольтметра. Затем на вход ДД от генератора сигналов подают сигнал с АМ. К выходу ДД подключают электронный вольтметр переменного тока и подбирают сопротивление резистора *R6* по минимальному напряжению на выходе ДД.

Частотные детекторы на основе фазового детектора (ФД). При постоянной амплитуде напряжений на входах ФД напряжение на его выходе зависит только от фазовых соотношений между входными напряжениями (пропорционально косинусу угла сдвига фаз). Следовательно, детекторная характеристика ФД (зависимость напряжения на выходе от угла сдвига фаз) имеет периодический характер. Для создания ЧД на основе ФД необходимо ввести узел, превращающий ЧМ в изменение фазы между двумя напряжениями, подводимыми к ФД. В качестве такого узла используются линейные фазосдвигающие цепи. От протяженности линейного участка ФЧХ такой цепи зависит линейный участок детекторной характеристики ЧД (зависимости напряжения на выходе от частоты входного напряжения).

Поскольку ФД является разновидностью перемножителя двух переменных напряжений, его можно выполнить на любом элементе с переменным параметром, например, на ПТ. При малых (менее 0,5 В) напряжениях на стоке ПТ ведет себя как линейный резистор, сопротивление которого зависит от напряжения на затворе. Схемы ЧД, в которых используется ФД на ПТ, приведены на рис. VII.44. Схема с последовательным включением ПТ (рис. VII.44,*а*) может быть использована в случаях, когда напряжение ПЧ снимается с последнего контура УПЧ. Параллельно этому контуру включают кремниевые диоды, ограничивающие входное напряжение ЧД. Контур $L3C2$, настроенный на ПЧ, возбуждается через емкость сток — затвор транзистора, поэтому напряжение на нем сдвинуто по фазе на 90° относительно входного, если на вход ЧД подано напряжение ПЧ. В этом случае выходное напряжение ЧД равно нулю. При отклонении частоты сигнала в ту или иную сторону от ПЧ сдвиг фаз между входным напряжением и напряжением на контуре $L3C2$ будет либо меньше, либо больше 90° (в соответствии с ФЧХ контура). На нагрузке ЧД будет создаваться соответственно положительное или отрицательное напряжение. Следовательно, детекторная характеристика ЧД будет иметь вид *S*-кри-

вой, характерной для ЧД. Частотный интервал между ее экстремумами примерно равен полосе пропускания контура $L3C2$. Поскольку этот контур практически не нагружен, его эквивалентная добротность может быть большой. В этом случае получается большая крутизна характеристики детектора и малый ее рабочий участок по частоте. Для увеличения рабочего участка характеристики шунтируют контур $L3C2$ резистором. Катушку $L2$ наматывают поверх катушки $L1$. Число ее витков должно составлять 20...30 % числа витков катушки $L1$.

Схема ЧД с параллельным включением ПТ (рис. VII.44,*б*) может быть использована в приемниках как с апериодическим, так и с резонансным последним каскадом УПЧ. Коэффициент передачи такого ЧД

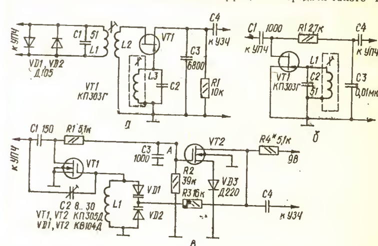


Рис. VII.44. Схемы частотных детекторов на основе фазового:
а — с последовательным включением ПТ; *б* — с параллельным включением ПТ; *в* — с ООС по частоте.

несколько меньше, чем ЧД с последовательным включением ПТ. Остальные параметры примерно такие же.

Параметры ЧД на основе ФД на ПТ можно существенно улучшить, если ввести ООС по частоте. При этом увеличиваются протяженность линейного участка характеристики детектора, коэффициент передачи и подавление АМ, уменьшается коэффициент гармоник. Схема ЧД с ООС по частоте приведена на рис. VII.44,*в*. Транзистор $VT1$ работает в режиме управляемого активного сопротивления. Напряжение ПЧ поступает на сток транзистора через конденсатор $C1$ и на фазосдвигающий контур через конденсатор $C2$. На затвор транзистора $VT1$ поступает сдвинутое по фазе на 90° напряжение ПЧ. Продетектированное напряжение проходит через ФНЧ $R1C3$ на вход УПТ на транзисторе $VT2$. На кремниевом диоде $VD3$ создается начальное напряжение смещения (около 0,5 В) на затвор транзистора $VT2$. Выходное напряжение УПТ подается на УЗЧ и через резистор $R3$ на варикапы $VD1$, $VD2$, управляющие частотой настройки фазосдвигающего контура. Катушка $L1$ для детектора, работающего на частоте 10,7 МГц, при намотке на каркас диаметром 8 мм должна содержать 23 витка провода ПЭЛШО 0,35.

При налаживании детектора настраивают фазосдвигающий контур на частоту 10,7 МГц подбором резистора *R4*. Затем разрывают цепь ООС в точке *А* (см. рис. VII.44,*в*), подключают параллельно конденсатору электронный вольтметр постоянного тока (желательно с нулем в середине шкалы) и подают на вход детектора сигнал напряже-

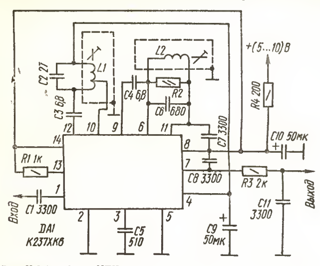


Рис. VII.45. Схема УПЧ и частотного детектора на ИМС типа К237ХК6.

нием 0,3 В. Изменяя частоту сигнала, снимают характеристику детектора и подбирают емкость конденсатора *C2*, добиваясь максимальной протяженности линейного участка характеристики. Затем восстанавливают цепь ООС. При введении ООС протяженность линейного участка характеристики увеличивается с 500 до 1500 кГц, а коэффициент передачи — в 2,5 раза [7].

Рис. VII.46. Схема многофункционального узла на ИМС типа К174УР3.

Частотные детекторы на основе ФД используются в ИМС типа К237ХК6 и К174УР3, причем ФД выполнен на основе дифференциального усилительного каскада (см. гл. VI, п. 3). Схема тракта УПЧ — ЧД на ИМС типа К237ХК6 приведена на рис. VII.45. Контур *L1C2* является нагрузкой УПЧ и настраивается на частоту 10,7 МГц. Контур *L2C6* также настраивается на частоту 10,7 МГц и вместе с конденсатором *C4* составляет фазосдвигающую цепь. Индуктивность катушки *L1* равна 6,5 мкГн, катушки *L2* — 0,32 мкГн. Входное сопротивление тракта 300 Ом на частоте 10,7 МГц, подавление АМ не менее 20 дБ, коэффициент гармоник не более 2 %, потребляемый ток 6 мА (при напряжении питания 6 В).

На рис. VII.46 приведена схема тракта на ИМС, состоящего из апериодического УПЧ, ограничителя, ЧД и предварительного УЗЧ. Фазосдвигающая цепь ЧД состоит из контура *L2C5*, настроенного на

ПЧ, и конденсаторов $C4$ и $C6$. На выход *1* поступает напряжение с ЧД, на выход *2* — с УЗЧ. При напряжении входного сигнала 500 мкВ, частоте 10,7 МГц и девиации частоты 50 кГц напряжение ЗЧ на выходе *2* не менее 0,1 В, подавление АМ не менее 40 дБ. Входное напряжение ограничения не более 100 мкВ, максимальное входное напряжение 300 мВ. Потребляемый ток не более 12 мА.

При выборе добротности контура фазосдвигающей цепи необходимо учитывать, что ФЧХ контура практически линейна в полосе пропускания контура по уровню 0,9. Следовательно, требуемая эквивалентная добротность $Q_э \approx 0{,}5 f_{пр}/\Pi_{0,9}$, где $f_{пр}$ — ПЧ; $\Pi_{0,9}$ — полоса пропускания по уровню 0,9. Значение $\Pi_{0,9}$ определяется как сумма полосы частот сигнала с ЧМ и удвоенной абсолютной нестабильности ПЧ. При приеме радиовещательных программ полоса частот сигнала не превышает 130 кГц, абсолютная нестабильность ПЧ определяется нестабильностью гетеродина и не превышает 70 кГц. Если конструк-

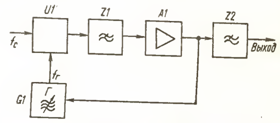


Рис. VII.47. Структурная схема демодулятора на основе системы ФАПЧ.

тивная добротность контура превышает требуемую эквивалентную контур шунтируют резистором, сопротивление которого определяют по формуле $R_ш = \sqrt{L}\, Q_к Q_э / [\sqrt{C}(Q_к - Q_э)]$, где L и C — индуктивность и емкость контура.

Демодуляторы сигналов с ЧМ на основе системы ФАПЧ представляют собой синхронные детекторы с ООС по частоте. Структурная схема такого демодулятора приведена на рис. VII.47, где $U1$ — фазовый детектор; $G1$ — гетеродин; $Z1$ и $Z2$ — фильтры нижних частот; $A1$ — УПТ. На один вход ФД подается сигнал, на второй — колебание гетеродина. На выходе ФД образуются колебания с частотами сигнала f_c и гетеродина $f_г$, а также $f_c \pm f_г$. Фильтр нижних частот пропускает колебание разностной частоты, если она достаточно мала. Если разность частот f_c и $f_г$ слишком велика, напряжение на выходе ФНЧ и УПТ отсутствует, гетеродин генерирует установленную заранее частоту. Если же разностная частота проходит через ФНЧ, на выходе УПТ появляется напряжение, управляющее частотой гетеродина. Фаза управляющего напряжения такова, что $f_г$ приближается к f_c, и происходит синхронизация колебаний гетеродина и сигнала. В этом режиме на выходе ФНЧ и УПТ будет постоянное напряжение.

При подаче на вход сигнала с ЧМ на выходе УПТ появится колебание с частотой модуляции, которое будет изменять $f_г$ в соответствии с изменениями f_c. Следовательно, напряжение ЗЧ, управляющее частотой гетеродина, является результатом демодуляции сигнала с ЧМ. Если зависимость частоты гетеродина от управляющего напря-

жения линейна, в процессе демодуляции не возникают нелинейные искажения.

Полоса удержания системы ФАПЧ $\Delta F_{уд} = U_с K_{ФД} K_{УПТ} S_у$, где $U_с$ — напряжение сигнала на входе, В; $K_{ФД}$ — коэффициент передачи ФД (обычно $K_{ФД} = 0,1...0,5$); $K_{УПТ}$ — коэффициент усиления УПТ (обычно $K_{УПТ} = 10...1000$); $S_у$ — крутизна управляющего элемента (приращение частоты гетеродина при изменении управляющего напряжения на 1 В), МГц/В. При использовании в качестве управляющего элемента варикапа $S_у = 0,3...1$ МГц. Полоса удержания должна быть больше максимальной девиации частоты сигнала (с запасом на нестабильность частоты гетеродина).

Чувствительность демодулятора на основе системы ФАПЧ определяется минимальным напряжением сигнала, при котором еще не происходит срыв слежения за частотой сигнала: $U_{с\,min} = 0,1/K_{ФД} K_{УПТ} S_у$.

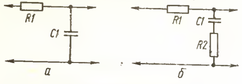


Рис. VII.48. Схемы интегрирующего (а) и пропорционально-интегрирующего (б) ФНЧ.

Селективность Дм и равномерность передачи частот модуляции определяются эквивалентной АЧХ системы ФАПЧ, представляющей собой зависимость отношения девиации частоты подстраиваемого гетеродина к девиации частоты сигнала на входе от частоты модуляции. Если оценивают селективность по соседнему каналу, вместо зависимости указанного отношения от частоты модуляции рассматривают зависимость его от частоты биений между несущими полезного и мешающего сигнала [11]. Полоса захвата системы ФАПЧ близка к полосе пропускания, которая определяется по АЧХ.

Демодулятор с ФАПЧ может работать и без ФНЧ. В этом случае полоса пропускания и, следовательно, полоса захвата равны полосе удержания. Селективность системы ФАПЧ без ФНЧ характеризуется спадом АЧХ за пределами полосы пропускания с крутизной 20 дБ на декаду. Демодулятор с ФАПЧ без ФНЧ можно использовать в супергетеродинном приемнике, если не требуется высокой помехоустойчивости. Полосу удержания в этом случае следует выбирать не менее 0,1...0,2 МГц.

Фильтры нижних частот для систем ФАПЧ выполняются по схемам, приведенным на рис. VII.48. Система ФАПЧ с интегрирующим фильтром характеризуется удовлетворительной АЧХ лишь в ограниченном интервале напряжений сигнала. При больших уровнях сигнала возрастает подъем АЧХ в области высших частот. Достоинством системы ФАПЧ с интегрирующим фильтром является высокая селективность (эквивалентная селективности ДПФ).

Система ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим фильтром отличается хорошей формой АЧХ в широком интервале напряжений сигнала и возможностью независимого выбора полос пропускания и удержания. Шумовая полоса такой системы ФАПЧ может быть значительно уже полосы удержания, что позволяет достичь повышенной помехоустойчивости демодулятора с ФАПЧ.

Практическая схема демодулятора на основе системы ФАПЧ, предназначенного для приемника прямого преобразования, приведена на рис. VII.49 [10]. Он рассчитан на работу с УЗЧ, имеющим чувствительность не хуже 30 мВ и входное сопротивление не менее 50 кОм. Диапазон рабочих частот демодулятора 65,8...73 МГц, чувствительность порядка 10 мВ.

На дифференциальной паре транзисторов (*VT1*, *VT2*) выполнены двухтактный гетеродин, фазовый детектор и УПТ. Гетерон перестраивается варикапной матрицей *VD1*. Функцию органа настройки выполняет переменный резистор *R9*. Конденсаторы *C4* и *C5* создают обратную связь в гетеродине. Управляющее напряжение для ФАПЧ снимается с коллектора транзистора *VT2* и через резистор *R10* подается на варикапную матрицу. Этот резистор вместе с емкостью варикапной матрицы образуют ФНЧ. Частота среза ФНЧ выбрана достаточно высокой, поэтому имеется запас устойчивости системы ФАПЧ. Кроме того, при сильных сигналах происходит непосредственный захват колебаний гетеродина, что уменьшает фазовый сдвиг в петле ФАПЧ на высоких частотах и делает систему абсолютно стабильной. Для облегчения непосредственного захвата выбраны различные сопротивления в цепях коллекторов дифференциального каскада. Входной сигнал подводится от УРЧ, который может быть и апериодическим, подводится к одному из входов ФД. На другом (симметричном) входе возникает напряжение гетеродина. На выходе Дм включен ФНЧ, который компенсирует подъем верхних ЗЧ при модуляции передатчика. Недостаток Дм — нестабильная работа при сильных входных сигналах (более 1 В). Этот недостаток легко устраняется применением ограничителя амплитуды (ОА). Функцию ОА может выполнять УРЧ с резонансным контуром, параллельно которому включены кремниевые диоды (см. рис. VII.44,*а*).

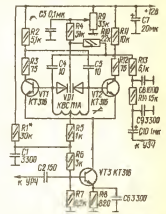


Рис. VII.49. Схема демодулятора на основе системы ФАПЧ.

Демодулятор можно выполнить также на транзисторах типа КТ315Б или на ИМС типа К228УС2. Основные параметры транзисторов *VT1* и *VT2* не должны отличаться более чем на 5 %. Коэффициент передачи тока $h_{21э}$ этих транзисторов должен быть в пределах 50...80, а транзистора *VT3* — в пределах 80...120. Варикапную матрицу можно заменить двумя обычными варикапами, например типа Д901В (Г, Д, Е), включенными навстречу один другому. Катушка гетеродина может быть намотана на каркас диаметром 7 мм и должна содержать 6 витков, намотанных с шагом 1,6 мм проводом диаметром 0,4...0,6 мм (лучше посеребренным).

Демодулятор на основе системы ФАПЧ можно применить и в супергетеродинном приемнике сигналов с ЧМ. В этом случае он должен быть настроен на ПЧ приемника. При подключении стереодекодера цепочку *R14C9* следует отключить.

11. Автоматические регулировки в радиоприемниках

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) применяется для поддержания уровней сигнала на выходе приемника в сравнительно малых пределах при больших и быстрых изменениях уровня сигнала на входе. Это необходимо, чтобы избежать перегрузки каскадов сильными сигналами и повышения уровня нелинейных искажений. При введении АРУ расширяется динамический диапазон приемника. Принцип АРУ состоит в автоматическом изменении коэффициентов усиления (или передачи) отдельных функциональных узлов приемника при изменении уровня принимаемых сигналов. Качество регулировки зависит от способа получения регулирующего напряжения, которое, воздействуя на соответствующие элементы тракта приемника, изменяет коэффициент усиления (передачи). Регулирующее напряжение должно зависеть не от мгновенного значения входного сигнала, а от среднего значения амплитуды (за время, значительно превышающее время изменения амплитуды под действием полезной информации).

Эффективность АРУ принято оценивать двумя величинами: степенью изменения ЭДС сигнала в цепи антенны (напряжения на входе) и соответственно степенью изменения напряжения на выходе УПЧ.

Система АРУ приемника должна осуществлять достаточно глубокую регулировку усиления при достаточном быстродействии и быстром затухании переходных процессов. При этом не должно быть недопустимого увеличения нелинейных искажений, нарушения устойчивости тракта (изменения АЧХ и ФЧХ) во всем диапазоне уровней сигнача на входе приемника, ухудшения отношения сигнал/шум на выходе приемника.

В бытовых приемниках, как правило, применяется система *обратной АРУ*, в которой регулирующее напряжение вырабатывается выпрямителем выходного напряжения УПЧ и подается для регулировки усиления (передачи) предшествующих выпрямителю каскадов. Функцию выпрямителя системы АРУ чаще всего выполняет демодулятор приемника. Иногда используется специальный выпрямитель, на выходе которого включается ФНЧ, устраняющий изменения регулирующего напряжения под действием модуляции сигнала. Постоянная времени ФНЧ обычно находится в пределах 0,05...0,1 с.

Различают АРУ незадержанные и задержанные. При *незадержанной АРУ* регулирующее воздействие проявляется при самых малых уровнях сигнала на входе (порядка чувствительности приемника), что является недостатком. При *задержанной АРУ* регулирующее воздействие начинает проявляться, если напряжение сигнала на входе приемника достигает некоторого уровня. Такая АРУ применяется наиболее широко.

В качестве регуляторов усиления используются усилительные каскады (активные регуляторы) и регулируемые делители напряжения (пассивные регуляторы). Регулируемыми обычно являются каскады УРЧ и УПЧ. Для уменьшения нелинейных искажений, обусловленных действием АРУ, регулируют усиление в каскадах, усиливающих сигналы малого уровня и имеющих селективную нагрузку. Усиление последнего каскада УПЧ, как правило, не регулируют, а коэффициент передачи преобразователя частоты регулируют редко, поскольку изменение режима БТ может привести к возрастанию уровня нежелательных продуктов преобразования. В простых приемниках с ФСС часто регулируют усиление апериодических каскадов УПЧ, кроме последнего. Число регулируемых каскадов зависит от требуемой эффективности АРУ.

Способы регулировки усиления каскадов. Коэффициент усиления транзисторных каскадов регулируют изменением крутизны характеристики прямой передачи или глубины ООС по переменному току. Для изменения крутизны транзистора в цепь база — эмиттер подают регулирующее напряжение, снимаемое с нагрузки АД (см. рис. VII.34). Эффективность такой регулировки снижается, если необходима температурная стабилизация режима регулируемого транзистора. Этот недостаток можно устранить, если подать регулирующее напряжение непосредственно между базой и эмиттером (рис. VII.50). При больших уровнях усиливаемых сигналов регулирование усиления изменением крутизны БТ может привести к значительным нелинейным искажениям сигнала. Поэтому в высококачественных приемниках часто применяют регулируемые каскады усиления на ПТ с двумя затворами (см. рис. VII.16,*б*), а также регулируемые делители напряжения.

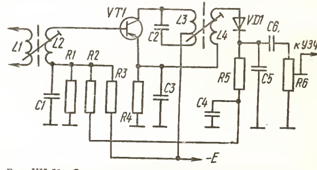


Рис. VII.50. Схема системы АРУ с подачей управляющего напряжения непосредственно между базой и эмиттером транзистора.

Если регулируемый каскад выполнен на БТ, то каскад, следующий за ним, должен быть нерегулируемым. В противном случае эффективность регулировки снижается, поскольку одновременно с изменением крутизны транзистора будет изменяться входная проводимость следующего каскада.

Регулировка усиления изменением глубины ООС позволяет достичь меньшего уровня нелинейных искажений в регулируемых каскадах. На рис. VII.51 приведена схема УПЧ, в котором регулируется усиление первого каскада. При слабом сигнале на входе (меньше 100 мкВ) транзистор *VT2* работает в режиме насыщения вследствие большого тока базы, протекающего через резистор *R6*. Часть тока, протекающего через этот резистор, проходит через диод амплитудного детектора, улучшая детектирование слабых сигналов. Поскольку выходное сопротивление насыщенного транзистора мало (несколько десятков ом), глубина ООС в первом каскаде невелика. При увеличении напряжения сигнала на входе возрастает ток диода и уменьшается ток базы транзистора *VT2*, который выходит из режима насыщения. Глубина ООС в первом каскаде УПЧ возрастает, а усиление уменьшается. При изменении напряжения сигнала на входе на 66 дБ (от 150 до 300 мкВ) напряжение на выходе увеличивается всего на 1 дБ.

Усиление резонансного усилительного каскада можно регулировать изменением резонансного сопротивления контура. Такой способ регулировки применен в УПЧ, схема которого приведена на рис. VII.34. При увеличении напряжения сигнала на входе УПЧ воз-

растает положительное регулирующее напряжение, поступающее с нагрузки АД на базу транзистора *VT2*. Ток транзистора уменьшается, а напряжение на его коллекторе повышается. Усиление каскада на транзисторе *VT2* при этом уменьшается. Одновременно открывается диод *VD1*, шунтируя контур предыдущего каскада. Следовательно, уменьшается усиление и первого каскада. При этом несколько расширяется полоса пропускания УПЧ. Более глубокое изменение шунтирующего сопротивления можно получить, используя выходное сопротивление эмиттерного повторителя на кремниевом транзисторе, которое изменяется от нескольких сотен килоом (при закрытом транзисторе) до десятков ом (при токе 1...3 мА).

Сравнительно большая глубина регулировки усиления достигается в каскадах УРЧ, УПЧ и смесителях, выполненных на основе дифференциального каскада (см. рис. VII.18, VII.23 и VII.25,*в*). Если

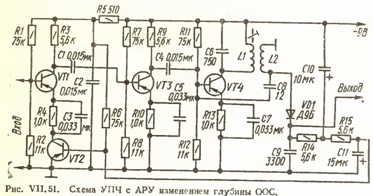


Рис. VII.51. Схема УПЧ с АРУ изменением глубины ООС.

емкость эмиттер — коллектор транзисторов мала, то можно получить глубину регулировки до 60...70 дБ.

Регулируемые каскады на БТ характеризуются относительно малой амплитудой входных сигналов, при которой в каскаде наступают значительные нелинейные искажения, если регулировка осуществляется изменением тока эмиттера. Поэтому были разработаны специализированные БТ типов ГТ328 и ГТ346 с удлиненной регулировочной характеристикой (УРХ), предназначенные для работы в регулируемых каскадах. На вход каскада, выполненного на таком транзисторе, можно подавать сигналы с амплитудой до 150 мВ (при снижении усиления на 20...30 дБ и коэффициенте гармоник около 5 %), что примерно на порядок выше, чем в каскадах на БТ общего применения. Однако каскады на БТ с УРХ характеризуются сравнительно большими перекрестными искажениями при максимальном усилении. Внешние проводимости таких каскадов относительно велики и изменяются при регулировке усиления. Применение БТ с УРХ наиболее целесообразно в регулируемых входных каскадах УРЧ и УПЧ на частотах, на которых проявляется зависимость граничной частоты транзистора от тока эмиттера (например, в селекторах каналов телевизионных приемников, блоках УКВ бытовых приемников).

Регулируемые делители напряжения позволяют получить большую глубину регулировки коэффициента передачи и вносят малые нелинейные искажения. На рис. VII.52 приведены схемы потенциометрических регулируемых делителей напряжения (ДН). Одним плечом ДН яв-

ляется элемент с управляемым сопротивлением (ЭУС) или управляемой емкостью. Этот элемент может быть включен параллельно входу (рис. VII.52,*а*, *г*) или последовательно (рис. VII.52,*б*, *д*) со входом последующего каскада. Для повышения глубины регулировки ЭУС включают параллельно и последовательно (рис. VII.52,*в*). Делители

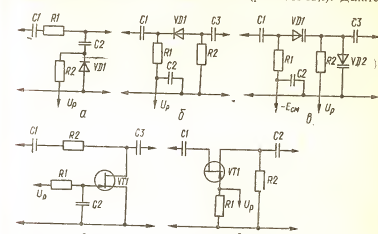


Рис. VII.52. Схемы регулируемых делителей напряжения:
а, *б* — с полупроводниковыми диодами; *в* — с варикапами; *г*, *д* — с полевыми транзисторами.

с последовательным включением ЭУС позволяют достичь большей глубины регулировки при низком входном сопротивлении последующего каскада, а делители с параллельным включением ЭУС — при высоком входном сопротивлении последующего каскада.

Лучшим ЭУС для ДН является ПТ, работающий в пассивном режиме (без напряжения питания). Такой ЭУС практически не потребляет мощности в цепи регулирования и не вносит нелинейных искажений. Управляемые ДН устанавливают чаще всего на входе УРЧ высококачественных приемников, чтобы избежать перегрузки БТ при больших уровнях входного сигнала. На рис. VII.53 приведена схема АРУ на входе УРЧ приемника «Виктория-001-стерео». При слабых сигналах на входе приемника диод *VD2*, подключенный по переменному току параллельно резистору *R8*, открыт, ООС по току в УРЧ практически отсутствует. Когда входной сигнал достигает некоторого порогового уровня, потенциал в точке соединения диодов, становится положительным, в результате чего динамическое сопротивление диода *VD2* возрастает. При этом ООС уменьшает усиление УРЧ. Одновременно начинает проводить диод *VD1*, сопротивление которого,

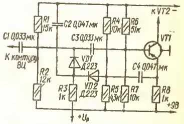


Рис. VII.53. Схема АРУ на входе УРЧ.

уменьшаясь, компенсирует повышение входного сопротивления УРЧ под действием ООС, а при дальнейшем увеличении уровня сигнала начинает шунтировать контур ВЦ, уменьшая коэффициент передачи. Совместное действие обоих диодов позволяет получить глубину регулировки около 30 дБ и значительно повысить допустимый уровень сигнала на входе приемника.

Автоматическая подстройка частоты позволяет устранять расстройку приемника, вызванную нестабильностью частоты гетеродина и другими причинами. Наиболее часто система АПЧ применяется в приемниках с диапазоном УКВ, поскольку абсолютные уходы частоты гетеродина в этом диапазоне весьма значительны. Применение системы АПЧ в диапазонах ДВ и СВ целесообразно только в приемниках с очень узкой полосой пропускания (сотни герц). В диапазоне КВ

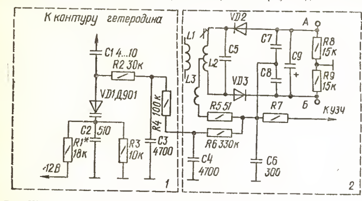


Рис. VII.54. Схема системы АПЧ с управителем на варикапе.

при сильных замираниях сигнала система АПЧ может перестроить приемник на другую станцию.

Система АПЧ работает следующим образом. Если разность частот гетеродина и сигнала не равна ПЧ приемника, вырабатывается соответствующее управляющее напряжение, воздействующее через управитель на частоту гетеродина и изменяющее ее так, чтобы эта разность приблизилась к ПЧ. Управляющее напряжение вырабатывает демодулятор (частотный детектор) или специальный частотный дискриминатор. В качестве управителей обычно используются варикапы, подключаемые к контуру гетеродина. Управляющее напряжение подается на варикапы через ФНЧ, устраняющий составляющую ЗЧ.

Схема системы АПЧ, применяющаяся в приемниках с дробным детектором, приведена на рис. VII.54, где *1* — управитель; *2* — дробный детектор. В качестве управляющего напряжения используется постоянная составляющая выходного напряжения дробного детектора, которая через ФНЧ *R4C3 R6C4* подается на варикап. Кроме того, на варикап подается запирающее напряжение с делителя напряжения *R1R3*, устанавливающее рабочую точку варикапа. Эта точка выбирается так, чтобы режим обратной проводимости варикапа соблюдался при любом случайном уходе частоты гетеродина. При этом необходимо учитывать, что к варикапу приложено также переменное напряжение с частотой гетеродина. При необходимости это напряжение можно уменьшить путем ослабления связи варикапа с контуром гетеродина (уменьшения емкости конденсатора *C1*). Однако при этом уменьшится

крутизна управителя и, следовательно, коэффициент автоподстройки частоты (отношение начальной расстройки гетеродина к остаточной).

В приемниках с синхронным детектором применяется система фазовой АПЧ (ФАПЧ) (см. п. 10 этой главы).

12. Вспомогательные устройства бытовых радиоприемников

Индикаторы точной настройки позволяют точно настроить приемник на выбранную радиостанцию и уменьшить, таким образом, искажения принимаемого сигнала. В качестве индикаторов применяются микро- и миллиамперметры и светодиоды. Для индикации «по минимуму» стрелочный индикатор можно включить в цепь суммарного тока тех транзисторов, на которые подается регулирующее напряжение системы АРУ. Подключение миллиамперметра к ИМС для индикации настройки приемника показано на рис. VII.29.

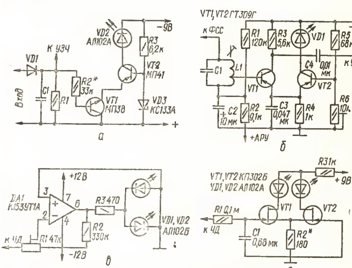


Рис. VII.55. Схемы индикаторов точной настройки приемника: *а*, *б* — с одним светодиодом; *в*, *г* — с двумя светодиодами.

Схемы индикаторов точной настройки на светодиодах приведены на рис. VII.55. Первые два индикатора предназначены для приемников сигналов с АМ, остальные — для приемников сигналов с ЧМ. Индикатор, схема которого приведена на рис. VII.55,*а*, подключается к нагрузке АД (резистор *R1*). Часть постоянной составляющей тока детектора проходит через резистор *R2* и коллекторный переход транзистора *VT1*. При изменении напряжения сигнала на входе детектора этот ток изменяется, что вызывает изменение коллекторного тока транзистора *VT2* и тока через светодиод *VD2*. Когда приемник точно настроен на частоту сигнала выбранной радиостанции, ток детектора и ток, протекающий через светодиод, становятся максимальными, и светодиод светится наиболее ярко.

Режим работы транзисторов стабилизирован с помощью стабилитрона *VD3*. При изменении напряжения питания от 9 до 5,5 В ток

через светодиод остается в пределах 2,8 ± 0,2 мА. Вместо стабилитрона можно применить три-четыре последовательно соединенных кремниевых диода в прямом включении, а вместо транзистора типа МП41 — транзисторы типов МП39, МП40, МП42 с любым буквенным индексом и другие. Сопротивление резистора *R2* подбирают таким, при котором достигается максимальная яркость свечения при максимальном напряжении сигнала на входе детектора.

Светодиод индикатора точной настройки можно включить в одно из плеч дифференциальной пары транзисторов, один из которых работает в каскаде УПЧ (рис. VII.55,*б*). При точной настройке напряжение АРУ становится максимальным, ток транзистора *VT1* — минимальным, а ток транзистора *VT2* и светодиода — максимальными.

При точной настройке приемника сигналов с ЧМ постоянное напряжение на выходе Дм (например, дробного детектора) равно нулю. В индикаторе, схема которого приведена на рис. VII.55, *в*, ОУ остается

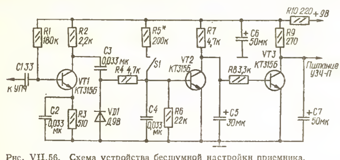


Рис. VII.56. Схема устройства бесшумной настройки приемника.

сбалансированным, и светодиоды не светятся. Если приемник настроен неточно, на выходе ЧД появится постоянное напряжение определенного знака (в зависимости от знака расстройки), которое вызовет разбаланс ОУ. Через один из светодиодов будет протекать ток, который обусловит его свечение. При расстройке приемника в другую сторону будет светиться другой светодиод. С помощью резистора *R1* можно установить необходимую чувствительность индикатора.

Индикатор настройки, схема которого приведена на рис. VII.55, *г*, представляет собой дифференциальный каскад, нагрузками которого являются светодиоды. При точной настройке приемника оба светодиода светятся с одинаковой яркостью (не максимальной), которую можно установить с помощью резистора *R2*. При неточной настройке один светодиод светится ярче другого.

Устройство бесшумной настройки подавляет шумы в процессе перестройки приемника с программы на программу, а также при прекращении работы радиостанции, на которую был настроен приемник. Схема такого устройства, примененная в приемнике «Рига-104», приведена на рис. VII.56. При включенном устройстве (выключатель *S1* разомкнут) и настройке приемника на радиостанцию выходное напряжение (на коллекторе транзистора *VT3*) близко к напряжению источника питания и поступает для питания предварительного УЗЧ. Это обусловлено тем, что постоянное напряжение, полученное путем выпрямления предварительно усиленного напряжения ПЧ, отпирает транзистор *VT2* и запирает транзистор *VT3*. При недостаточном уровне сигнала ПЧ транзистор *VT2* закрыт, а транзистор *VT3* открыт. Напряжение питания предварительного УЗЧ очень мало.

13. Стереофонические радиоприемники

Система стереофонического радиовещания. При стереофоническом радиовещании с помощью одного несущего колебания передается информация по двум независимым каналам (А и Б). По одному из каналов передают сигнал в основном от левого микрофона, по другому — от правого. Стереофонические передачи ведутся в диапазоне УКВ, что позволяет ослабить влияние помех и передать широкую полосу звуковых частот.

К системе стереофонического радиовещания предъявляется требование совместимости с монофонической системой. На обычный приемник сигналов с ЧМ должна приниматься стереофоническая передача как полноценная монофоническая. Чтобы удовлетворить требование совместимости, используется метод суммарно-разностного преобразования сигналов. В полосе ЗЧ передается сумма сигналов (А + В), а в диапазоне сверхзвуковых частот — информация о разностном

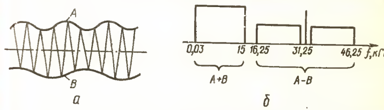


Рис. VII.57. Полярно-модулированное колебание (*а*) и его частотный спектр (*б*).

сигнале (А — В). Сверхзвуковые частоты (СЗЧ) образуются при модуляции поднесущей. Сигналом стереофонической передачи модулируют по частоте колебание передатчика.

В СССР применяется система стереофонического вещания с полярной модуляцией. Полярно-модулированное колебание (ПМК) представляет собой сложное колебание, в котором огибающая положительных амплитуд изменяется в соответствии с сигналом А (в левом стереоканале), а огибающая отрицательных амплитуд — в соответствии с сигналом В (в правом стереоканале) (рис. VII.57,*а*). Частотный спектр ПМК состоит из низкочастотной части, определяемой суммарным сигналом (А + В), и высокочастотной части, представляющей собой спектр модулированной по амплитуде разностным сигналом (А — В) поднесущей (рис. VII.57,*б*). Максимальная полоса частот, занимаемая ПМК, равна 30...46250 Гц. Максимальная девиация частоты несущей передатчика при передаче ПМК равна ± 50 кГц, т. е. такая же, как в системе обычного вещания с ЧМ на УКВ. При частотной модуляции несущей передатчика необходимо, чтобы максимальная амплитуда ПМК не превышала максимальной амплитуды монофонического сигнала. Чтобы использовать мощность передатчика с большей пользой, амплитуду поднесущей в спектре ПМК подавляют в пять раз (на 14 дБ). В стереофоническом приемнике уровень поднесущей восстанавливается. Полярно-модулированное колебание с частично подавленной поднесущей называется комплексным стереосигналом (КСС).

Монофонический приемник воспроизводит низкочастотную часть сигнала (А + В), являющуюся полноценным монофоническим сигналом. В стереофоническом приемнике в процессе демодуляции частотно-модулированного сигнала образуется КСС. Этот сигнал подается на стереодекодер, который выполняет две функции: восстанавливает уровень поднесущей и детектирует полярно-модулированное колебание.

Стереодекодеры. Для восстановления уровня поднесущей в стереодекодерах используются резонансные корректирующие цепи. Обычно такая цепь состоит из резистора и колебательного контура, настроенного на частоту поднесущей (31,25 кГц). Добротность контура должна быть равна 100, а резонансное сопротивление — в четыре раза больше сопротивления резистора корректирующей цепи. Такую цепь можно включать в цепь коллектора транзистора с большим выходным сопротивлением. Если не удается получить требуемую добротность контура, можно добавить еще один корректирующий каскад. Выделить сигналы стереоканалов можно при помощи двух АД с разной полярностью включения диодов. Однако при таком способе декодирования стереосигнала оказывается малым переходное затухание между каналами (не более 14 дБ).

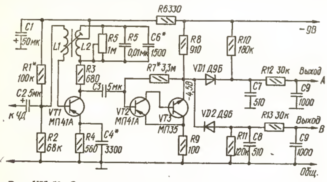


Рис. VII.58. Схема простого стереодекодера.

Схема простого стереодекодера, который целесообразно применять в переносных приемниках, приведена на рис. VII.58. Поступающий с выхода ЧД КСС подводится непосредственно к каскаду восстановления поднесущей на транзисторе *VT1*. Этот каскад охвачен ПОС через катушку *L1* и ООС по току за счет цепи *R4C4*. Благодаря ПОС достигается требуемая добротность контура корректирующей цепи, ООС стабилизирует работу каскада и уменьшает искажения сигнала. Глубина ПОС зависит также и от выходного сопротивления ЧД, поэтому налаживание стереодекодера следует проводить с конкретным приемником. Вход полярного детектора подключен к усилительному каскаду без переходного конденсатора. Вследствие этого смещаются рабочие точки диодов на более линейный участок ВАХ и, следовательно, уменьшаются нелинейные искажения в стереорежиме. Кроме того, достигается прямое прохождение монофонического сигнала, поэтому не требуется переключение режимов «моно — стерео».

Транзисторы *VT1* и *VT2* должны иметь коэффициент передачи тока $h_{21Э}$ более 60. Катушки индуктивности намотаны на унифицированный секционированный каркас диаметром 5 мм с подстроечным сердечником С2,8 × 10 из феррита марки 600НН. Катушка *L1* содержит 90 витков провода ПЭВ-2 0,14, *L2* — 3 × 160 витков того же провода с отводом от 120-го витка. Контур *L2C5C6* удобно настраивать по «нулевым» биениям. Для этого первый каскад переводят в режим генерации, включив параллельно конденсатору *C4* конденсатор емкостью 0,01...0,015 мкФ и установив максимальное сопротивление резистора *R5*. Подбором емкости конденсатора *C4* добиваются максимального разделения каналов.

Для восстановления уровня поднесущей в стереодекодере можно использовать Т-образное мостовое звено в цепи ООС усилителя (рис. VII.59). Мостовое звено состоит из колебательного контура *L1C3C5* и резисторов *R6*, *R7*. Контур настраивается на частоту поднесущей (31,25 кГц). Требуемый относительный подъем поднесущей достигается при добротности контура 33, резонансном сопротивлении контура $R_0 = 2{,}67R7 + R6$ и $R8 + R9 \gg R7$. Цепочка *R1C1* на входе стереодекодера компенсирует ослабление высших частот КСС в ЧД. Усилитель охвачен 100 %-ной ООС по постоянному току, чем достигается жесткая стабилизация режима. Подстроечным резистором *R8* регулируется общее усиление, а резистором *R6* — уровень поднесущей.

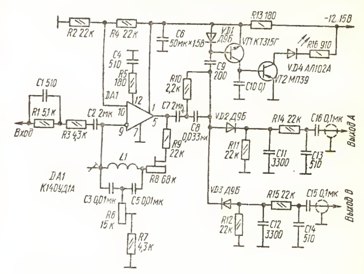


Рис. VII.59. Схема стереодекодера с усилителем на основе ОУ.

Для детектирования ПМК используется полярный детектор на диодах *VD2* и *VD3*. На выходах детектора включены фильтры и цепи коррекции предыскажений. Цепочка *R10C8* улучшает разделение стереоканалов. Вместо ИМС типа К140УД1А можно применить и другие ОУ с коэффициентом усиления не ниже 700 и рекомендованными для них цепями коррекции. Индикатор наличия стереосигнала выполнен на транзисторах *VT1*, *VT2* и диоде *VD1*. Катушка *L1* наматывается на унифицированный трехсекционный каркас (от бытовых приемников) с подстроечником типа С2,8 × 10 из феррита марки 600НН. Ее обмотка содержит 660 витков провода ПЭЛ 0,07. Чертеж печатной платы и методика налаживания стереодекодера приведены в [9].

Стереодекодеры, в которых используется суммарно-разностный метод получения разделенных стереоканалов, характеризуются меньшим уровнем нелинейных искажений. Структурная схема такого стереодекодера приведена на рис. VII.60. После усиления и восстановления уровня поднесущей в каскаде *U1* спектр ПМК разделяется с помощью ФНЧ *Z1* и полосового фильтра *Z2*. На выходе ФНЧ выделяется сигнал (А + В). Сигнал (А — В) образуется в результате

демодуляции в $UR2$ выходного сигнала полосового фильтра. Разделенные сигналы (А + В) и (А — В) поступают в устройство суммарно-разностного преобразования $U2$, в котором происходит выделение стереосигналов А и В: (А + В) + (А — В) = 2А; (А + В) — (А — В) = 2В. Принципиальная схема стереодекодера, в котором используется такой метод обработки КСС, приведена на рис. VII.61. Первый каскад усиливает КСС, во втором восстанавливается уровень поднесущей. Низкочастотный суммарный сигнал (А + В) через ФНЧ $R5C4$, осуществляющий одновременно коррекцию предыскажений,

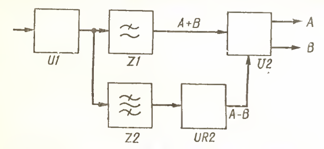


Рис. VII.60. Структурная схема стереодекодера с суммарно-разностным разделением каналов.

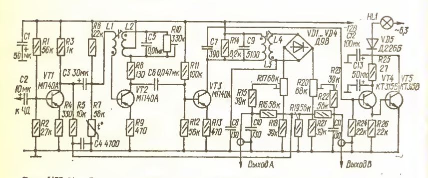


Рис. VII.61. Схема стереодекодера с суммарно-разностным разделением каналов.

подводится к суммирующему устройству, выполненному на резисторах $R16$, $R19$, $R22$. С выхода второго каскада ПМК поступает на вход каскада выделения высокочастотной части спектра, несущей информацию о разностном сигнале (А — В). Низкочастотная часть спектра подавляется также переходной цепью $R_{вх}C6$. На выходе мостового демодулятора, выполненного на диодах $VD1...VD4$, образуются сигналы (А — В) и (В — А), поступающие на суммирующее устройство. В суммирующем устройстве происходит выделение сигналов А и В: (А + В) + (А — В) = 2А; (А + В) + (В — А) = 2В. В каскаде восстановления уровня поднесущей применяется комбинированная обратная связь (аналогично схеме на рис. VII.58). Для лучшей стабилизации режима применен терморезистор в базовом делителе напряжения. Устройство индикации наличия стереосигнала выполнено на транзисторах $VT4$, $VT5$ и диоде $VD5$. Сигнал детектируется транзистором

VT4, постоянная составляющая усиливается транзистором *VT5*, диод выпрямляет переменное питающее напряжение. При наличии стереосигнала транзистор *VT5* открыт, через лампу накаливания *HL1* протекает ток, достаточный для ее зажигания (60...70 мА). Напряжение входного сигнала должно составлять 0,1...1 В.

Катушки индуктивности наматывают на унифицированные четырехсекционные каркасы от бытовых приемников с подстроечниками из феррита марки 600НН. Катушка *L2* содержит 128 × 3 + 127 витков провода ПЭВ-1 0,12, (отвод от 127-го витка), катушка *L1* — 68 × 4 витков ПЭВ-1 0,1, катушка *L3* — 273 × 3 витков ПЭВ-1 0,09 и катушка *L4* — 450 × 3 витков ПЭВ-1 0,09.

Стереодекодер, характеризующийся более высоким переходным затуханием между каналами, рассмотрен в гл. XII. В [5, 14] описаны высококачественные стереодекодеры, выполненные по более сложным схемам.

14. Измерение основных параметров бытовых радиоприемников

Эквиваленты антенн и согласующие звенья. При измерении параметров со входа для наружной антенны в диапазонах ДВ, СВ, КВ сигнал от ГС подают через эквивалент наружной антенны (рис. VII.62,*а*). Сопротивление резистора *R1* выбирают из условия $R1 + R_{вых} = 80$ Ом, где $R_{вых}$— выходное сопротивление ГС. Схема эквивалента автомобильной антенной системы (антенны и соединительного кабеля)

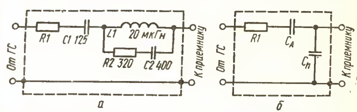


Рис. VII.62. Схемы эквивалентов антенны для диапазонов ДВ, СВ, КВ:
а — наружной антенны; *б* — автомобильной антенной системы.

Рис. VII.63. Схема эквивалента автомобильной антенной системы для диапазона УКВ.

приведена на рис. VII.62,*б*. Сопротивление резистора *R1* выбирают так же, как и для эквивалента внешней антенны. Емкость конденсатора $C_А$ должна быть равна емкости штыря автомобильной антенны, а емкость $C_п$ — параллельной емкости антенной системы. Значения $C_А$ и $C_п$ приводятся в технических условиях (ТУ) на приемник или в паспорте антенны. Для антенны типа АР-108, предназначенной для автомобиля «Жигули», $C_А = 10$ пФ, $C_п = 51$ пФ (при длине кабеля 1,12 м).

Для измерения параметров автомобильных приемников в диапазоне УКВ следует применять эквивалент антенны (ЭА), схема которого приведена на рис. VII.63, а для измерения параметров приемников со штыревой антенной — ЭА, схемы которых приведены на рис. VII.64.

Сопротивление резистора $R1$ (рис. VII.64,*а*) определяют из условия $R1 + R_{вых} = 80$ Ом, а емкость конденсатора $C1$,— исходя из геометрических размеров выступающей части антенны и шасси приемника (указываются в ТУ). Сопротивление резистора $R1$ (рис. VII.64,*б*) находят из условия $R1 + R2 = R_{вых}$, где $R_{вых}$ — выходное сопротивление ГС; сопротивление резистора $R2$, индуктивность катушки и емкость конденсатора приведены в ТУ.

При измерении параметров стационарных приемников, имеющих симметричный вход для подключения внешней антенны, в диапазоне УКВ ГС подключают через согласующее звено (рис. VII.65). Рези-

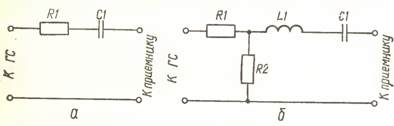


Рис. VII.64. Схемы эквивалентов штыревой антенны:
а — для диапазонов ДВ, СВ, КВ; *б* — для диапазона УКВ.

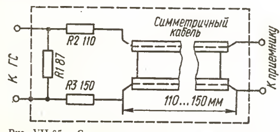


Рис. VII.65. Схема согласующего и симметрирующего звена.

сторы, входящие в состав звена, должны быть безреактивными, например типов МОН, С2-10, С4-1. Симметричный кабель должен иметь волновое сопротивление 300 ± 30 Ом.

Измерение чувствительности, ограниченной шумами, со входа для наружной антенны. На вход приемника для наружной антенны от ГС через ЭА или согласующее звено (см. выше) подают сигнал, модулированный с частотой 1000 Гц. При измерении в диапазонах ДВ, СВ и КВ глубина АМ должна быть 0,3, при измерении в диапазоне УКВ — девиация частоты ± 15 кГц. Регуляторы тембра и громкости устанавливают в положение максимального усиления, регулятор полосы пропускания — в положение максимальной полосы. Переключатель $S1$ (рис. VII.66) ставят в положение *1*, при котором вольтметр переменного тока PV подключается к выходу приемника через полосовой фильтр $Z1$ с полосой пропускания 900...1100 Гц. Приемник настраивают на частоту сигнала и устанавливают такое напряжение на его выходе, при котором на выходе приемника получают напряжение, соответствующее стандартной выходной мощности 50 мВт (при номинальной выходной мощности 150 мВт и менее — 5 мВт).

Далее модуляцию ГС выключают и измеряют напряжение шума на выходе приемника, установив переключатель $S1$ в положение 2, при котором для устранения влияния фона переменного тока (в приемниках с питанием от сети переменного тока) включается полосовой фильтр $Z2$ с полосой пропускания 280...14000 Гц. Если напряжение шума превышает допустимое значение (см. п. 1 этой главы), усиление приемника уменьшают с помощью регулятора громкости. После этого включают модуляцию ГС и, увеличивая напряжение сигнала, добиваются получения на выходе приемника стандартной мощности сигнала (50 или 5 мВт). Повторяя указанные операции, добиваются одновременного выполнения двух условий: выходное напряжение приемника должно соответствовать стандартной выходной мощности; отношение сигнал/шум должно быть равным заданному.

Результатом измерения является напряжение на выходе ГС. Измерения проводят в трех или пяти точках каждого поддиапазона приемника. Показатель чувствительности — максимальный результат.

Измерение чувствительности, ограниченной шумами, по напряженности поля в диапазонах КВ и УКВ. Это измерение проводится так

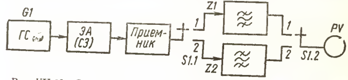


Рис. VII.66. Структурная схема установки для измерений параметров приемника.

же, как измерение чувствительности со входа для наружной антенны с применением соответствующего ЭА (рис. VII.64). Результатом измерения является напряжение сигнала на выходе генератора. Значение напряженности поля, характеризующее чувствительность приемника, определяют по формуле $E = U_c/h_д$, где U_c — напряжение сигнала на согласованной нагрузке ГС (на входе ЭА) в диапазоне КВ или на резисторе $R2$ (см. рис. VII.64,*б*) в диапазоне УКВ; $h_д$ — действующая высота штыревой антенны.

В диапазоне КВ действующая высота антенны $h_д$ численно равна половине геометрической длины антенны в метрах. В диапазоне УКВ действующую высоту штыревой антенны вычисляют по формуле

$$h_д = \frac{47,8}{f} \operatorname{tg}(0,105\, lf),$$

где f — частота измерения, кГц; l — длина антенны, м.

Чувствительность по напряженности поля приемников с магнитной антенной определяют с помощью генератора поля.

Измерение односигнальной селективности по соседнему каналу в диапазонах ДВ, СВ и КВ. На вход приемника для наружной антенны от ГС через ЭА (см. рис. VII.62) подают сигнал с заданной частотой, модулированной частотой 1000 Гц. Глубина АМ 30 %, напряжение сигнала равно номинальной чувствительности приемника. Приемник настраивают на частоту сигнала, регуляторы тембра устанавливают в положение минимального усиления, регулятор громкости — в положение, при котором на выходе приемника получают стандартную выходную мощность сигнала. Далее, не изменяя настройки приемника, расстраивают ГС на 9 кГц в обе стороны от частоты точной настройки и аттенюатором ГС устанавливают такое напряжение на входе приемника,

при котором на его выходе вновь получается стандартная выходная мощность. Результатом измерения является отношение напряжения ГС при расстройке частоты на 9 кГц к напряжению при точной настройке, выраженное в децибелах.

Измерение в диапазоне УКВ проводится по такой же методике. Однако сигнал ГС модулируется по частоте, и поэтому поддерживается постоянным напряжение на выходе линейного тракта (на входе демодулятора) или в точке, в которой напряжение пропорционально напряжению на выходе линейного тракта, например в точке А или Б (см. рис. VII.54).

Измерение односигнальной селективности по зеркальному каналу. На вход приемника от ГС через ЭА (согласующее звено) подают сигнал, модулированный частотой 1000 Гц при глубине АМ 30 % (в диапазонах ДВ, СВ, КВ) или девиации частоты 15 кГц (в диапазоне УКВ), с напряжением, равным номинальной чувствительности приемника. Систему АПЧ выключают, регуляторы тембра устанавливают в положение минимального усиления, регулятор полосы пропускания — в положение минимальной полосы, а регулятор громкости — в положение, при котором на выходе приемника получается стандартная выходная мощность. Затем увеличивают напряжение сигнала ГС до 0,1 В в диапазонах ДВ, СВ и КВ) или 0,05 В (в диапазоне УКВ) и перестраивают ГС на частоту зеркального канала, которая выше частоты основного канала на удвоенную ПЧ. После настройки ГС по максимальному напряжению на выходе приемника уменьшают напряжение ГС до установления напряжения, соответствующего стандартной выходной мощности. Измерения проводят на указанных в ГОСТах частотах (см. табл. VII.1 и VII.2). Результатом измерения является отношение напряжения ГС при настройке на частоту зеркального канала к номинальной чувствительности, выраженное в децибелах.

Измерение селективности по промежуточной частоте. На вход приемника от ГС через ЭА (согласующее звено) подают сигнал с частотой 280, 560 кГц или 66 МГц, модулированной по амплитуде напряжением 1000 Гц при глубине модуляции 30 % (в диапазонах ДВ и СВ) или по частоте при девиации частоты 15 кГц (в диапазоне УКВ). Напряжение сигнала на входе приемника устанавливают равным его номинальной чувствительности. Регуляторы тембра устанавливают в положение минимального усиления, регулятор полосы — в положение минимальной полосы, систему АПЧ выключают. Приемник настраивают на частоту ГС и регулятором громкости добиваются получения стандартной выходной мощности. Затем ГС перестраивают на ПЧ, увеличив напряжение сигнала на входе приемника, и уточняют настройку ГС по максимальному напряжению на выходе приемника. Изменяя напряжение сигнала ГС, добиваются получения на выходе приемника стандартной выходной мощности. Результатом измерения является отношение напряжения ГС с частотой, равной ПЧ, к напряжению ГС при точной настройке приемника, выраженное в децибелах.

Измерение подавления АМ в диапазоне УКВ одновременным методом. На вход приемника от ГС через ЭА (согласующее звено) подают сигнал с частотой 69 МГц, модулированный по частоте напряжением 1000 Гц при девиации частоты 50 кГц. Систему АПЧ выключают, регуляторы тембра устанавливают в положение максимального усиления, регулятор усиления — в положение, при котором на выходе приемника устанавливается стандартная мощность (при номинальном напряжении входного сигнала). Затем, сохраняя ЧМ, модулируют сигнал ГС дополнительно по амплитуде частотой 400 Гц с глубиной модуляции 30 % и измеряют анализатором спектра выходное напряжение приемника на частотах 400 Гц (U_2), 800 Гц (U_3) и интермоду-

ляцнонные составляющне 600 Гц (U_4) и 1400 Гц (U_5). Подавление АМ вычисляют по формуле

$$d_{AM} = 20\lg \frac{U_1}{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + U_5^2}},$$

где U_1 — выходное напряженне, соответствующее стандартиой мощности.

Измеренне подавления АМ поочередным методом отлнчается тем, что в начале сигнал модулируют по частоте напряжением 3000 Гц, а затем только по амплитуде с глубиной 30 %. Результатом измерения является отиошение выходного напряжения от сигнала с ЧМ к выходному напряжеиию от сигнала с АМ, выраженное в децибелах.

Проверка действия АРУ. На вход прнемника от ГС через ЭА подают сигнал с частотой 1000 кГц и напряжением 10 мВ, модулированный по амплитуде частотой 1000 Гц (глубнна модуляции 30 %). Регуляторы тембра устаиавливают в положение, соответствующее наиболее линейной частотной характеристике, регулятор полосы пропускаиня — в положеиие максимальной полосы, систему АПЧ выключают. Приемник настраивают на частоту сигиала и регулятором громкости добиваются получения стандартиой выходной мощности. Затем изменяют напряжение ГС в заданных пределах (см. табл. VII.1 и VII.2) в сторону умеиьшения и измеряют напряжение на выходе приемника. Результатом измерения является отношение выходного напряжения приемника при максимальном напряженни на входе к напряжеиию иа выходе прн минимальном напряжении на входе, выражениое в децибелах.

Сиятие частотиой характеристики всего тракта приемника по электрическому напряжению. На вход приемника для наружной аитенны от ГС через ЭА (согласующее звено) подают сигнал с частотой 200 или 1000 кГц или 69 МГц, модулированный напряжением 1000 Гц при глубине АМ 30 % или девиации 15 кГц при ЧМ. Прнемник настраивают на частоту снгнала и устанавливают напряжение на его входе 1 мВ (в диапазонах ДВ и СВ) или мощность 0,01 мкВт (в диапазоне УКВ). Регуляторы тембра устаиавлнвают в положения, соответствующие наиболее линейной частотиой характеристике, регулятор полосы пропускання — в задаиное положение, а регулятор громкости — в положение, соответствующее выходной мощности, равной 0,1 номинальиой.

При снятии характеристики в диапазонах ДВ и СВ изменяют частоту модуляции сигнала и, поддерживая постоянной ее глубину, измеряют напряжение на выходе приемника. В диапазоне УКВ необходимо подавать напряжение для модуляции снгиала через дифференцирующую RC-цепь с постоянной времени 50 мкс, чтобы ввести такие же предыскажения, как в радиовещании на УКВ, и поддерживать постоянным напряженне на входе этой цепи, а не глубиину модуляции. Результатом измерения является график зависимости выходного напряжеиия приеминка от частоты модуляции.

ГЛАВА VIII

ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

1. Первичные химические источники тока

Первичные химические источники тока (ХИТ) преобразуют химическую энергию заложенных в них активных веществ непосредственно в электрическую. К ним относятся гальванические элементы различных систем и составленные из них батареи. Первичные ХИТ рассчитаны на одноразовое использование активных материалов.

Основные параметры первичных ХИТ. *Электродвижущая сила* — скалярная величина, характеризующая способность ХИТ вызывать электрический ток (ГОСТ 19880—74). Значение ЭДС определяется химическими свойствами активных материалов (электролита и электродов), не зависит от размеров ХИТ, практически не зависит и от температуры. Только при температуре, близкой к температуре замерзания электролита, ЭДС резко снижается. ЭДС ХИТ равна напряжению ХИТ в режиме холостого хода.

Напряжение ХИТ — разность потенциалов между выводами ХИТ. *Начальное напряжение ХИТ* — напряжение в начале разряда, *конечное напряжение ХИТ* — заданное напряжение, ниже которого ХИТ считается разряженным, *номинальное напряжение ХИТ* — напряжение ХИТ, указанное изготовителем и характеризующее данный ХИТ (ГОСТ 15596—82). Напряжение ХИТ измеряется при замкнутой внешней цепи, т. е. под нагрузкой. Оно зависит от ЭДС E, внутреннего сопротивления ХИТ $R_{вн}$ и тока нагрузки $I_н$: $U = E - I_н R_{вн}$.

Внутреннее сопротивление ХИТ — сумма омического сопротивления ХИТ и поляризационного сопротивления его электродов (ГОСТ 15596—82). Чем меньше внутреннее сопротивление ХИТ, тем больше может быть ток разряда при заданном напряжении на нагрузке.

Емкость ХИТ — величина, соответствующая количеству электричества в ампер-часах, которое ХИТ может отдать при разряде от начального до конечного напряжения (ГОСТ 15596—82). *Номинальная емкость ХИТ* — емкость ХИТ, указанная изготовителем и характеризующая данный ХИТ. Емкость ХИТ указывается вместе с условиями разряда. Она будет больше при следующих условиях: меньшем токе разряда, разряде с меньшими перерывами, более высокой температуре окружающей среды, а также более низком конечном напряжении.

Удельная емкость ХИТ по массе — отношение емкости к полной массе, *удельная емкость ХИТ по объему* — отношение емкости ХИТ к полному объему.

Саморазряд ХИТ — потеря энергии ХИТ, обусловленная протеканием в нем самопроизвольных процессов (ГОСТ 15596—82). При повышении температуры окружающей среды саморазряд ускоряется.

Сохранность (срок хранения) ХИТ — время, на протяжении которого ХИТ сохраняет определенную часть номинальной емкости.

Марганцево-цинковые гальванические элементы — наиболее распространенные сухие элементы. Положительным электродом марганцево-цинкового элемента служит диоксид марганца, отрицательным — металлический цинк. Электролит состоит из раствора соли (хлорида аммония) или щелочи (едкого кали). Для повышения устойчивости работы при определенных температурах, уменьшения саморазряда элемента, а также загущения электролита в него вводят добавки (сулема, мука, крахмал и другие вещества).

Разновидностью марганцево-цинковых элементов являются воздушно-марганцево-цинковые элементы, в которых активным веществом положительного электрода служит как диоксид марганца, так и кислород воздуха.

Марганцево-цинковые элементы характеризуются низкой стоимостью, работоспособностью в широком диапазоне температур, малым внутренним сопротивлением и удовлетворительной сохранностью. В марганцево-цинковом элементе ЭДС находится в пределах 1,5...
...1,8 В, внутреннее сопротивление в зависимости от размеров его и степени разряда может изменяться от 0,1 до 10 Ом. Емкость этих элементов сильно зависит от тока разряда и температуры электролита. При увеличении тока разряда емкость уменьшается, а с повышением температуры электролита сначала увеличивается, а затем уменьшается. Основные параметры марганцево-цинковых элементов и батарей приведены в табл. VIII.1 и VIII.2.

Таблица VIII.1. **Основные параметры марганцево-цинковых элементов (ГОСТ 3316—81 и ГОСТ 12333—74)**

Тип	Напряжение в начале разряда, В	Сопротивление нагрузки, Ом	Продолжительность работы, ч		Конечное напряжение, В	Гарантийный срок хранения, мес.	Габаритные размеры, мм	Масса, г, не более
			до хранения	после хранения				
145Л	1,48	20	160	130	0,85	12	102×42×42	300
145У	1,6	20	160	130	0,85	18	102×42×40	300
165Л	1,5	20	550	400	0,85	21	132×57×57	700
165У	1,66	20	550	400	0,85	21	132×57×57	700
286	1,48*	200	20	16	1,0	3	⌀10×44	10
314	1,52*	200	38	30	1,0	6	⌀14×38	10
316	1,52*	200	60	48	1,0	6	⌀14×50	20
332	1,4**	15	6	4,8	0,85	6	⌀21×37	30
336	1,4**	55	10	7	0,85	6	⌀21×60	45
343	1,55**	20	12	9	0,85	9	⌀26×50	52
373	1,55**	20	40	28	0,85	9	⌀34×61	115
374	1,55**	20	50	35	0,85	9	⌀34×75	130
376	1,55**	20	65	45	0,85	9	⌀34×91	165
425	1,48**	20	100	...	0,85	15	⌀40×100	235
465	1,5**	20	340	...	0,85	18	⌀51×125	502

* При сопротивлении нагрузки 50 Ом.
** При сопротивлении нагрузки 10 Ом.

Примечание. Продолжительность работы приведена для непрерывного режима при температуре от 20 до 60 °С. Элементы 145Л, 165Л, 425 и 466 работоспособны при температуре от —20 до +60 °С, остальные элементы — при температуре от —40 до +60 °С.

Таблица VIII.2. Основные параметры марганцево-цинковых и воздушно-марганцево-цинковых элементов и батарей со щелочным электролитом

Тип	Начальное напряжение, В	Средний разрядный ток, мА	Продолжительность работы, ч: до хранения	Продолжительность работы, ч: после хранения	Конечное напряжение, В	Гарантийный срок хранения, мес.	Габаритные размеры, мм, не более	Масса, г, не более
Элементы								
А314	1,5	40	24		0,9		⌀14×38	15
А316	1,5	50	45		0,9		⌀14×50	25
А332	1,5	150	6		0,9		⌀20×37	30
А336	1,5	200	12,5		0,75		⌀20×58	45
А343	1,5	200	15		0,75		⌀26×49	65
А373	1,5	300	45		0,75		⌀31×61,5	115
Батареи								
«Крона-ВЦ»	9,0	10	60		5,6	9	26×16×49	40
«Планета 1»	4,0	15	110		2,7	6	62×22×67	130
«Планета 2»	3,9	15	100	88	2,7	6	62×22×67	130
«Рубин-1»	4,1	40	140	80	2,25	9	62×21×63	150
«Рубин-2»	4,0	270	20		2,25	9	62×21×63	150
«Свет»	4,0	270	12,5				62×21×63	175
«Синичка»	9,0	45	70		5,5		72×24×126	250
«Финиш»	9,0	10	100		5,5		26×21×62	60
КБС	4,5	300	16				63×22×65	200

Примечание. Продолжительность работы приведена для непрерывного режима при температуре от 20 до 60 °С, кроме батарей «Планета», для которых приведена продолжительность работы в прерывистом режиме (4 ч в течение суток).

Условные обозначения марганцево-цинковых элементов состоят из букв и цифр (ГОСТ 24721—81 и СТ СЭВ 589—77). Буква А означает, что элемент имеет щелочной электролит. Первые две цифры характеризуют габаритные размеры и электрохимическую систему. Воздушно-марганцево-цинковые элементы и батареи обозначаются числами от 01 до 09, марганцево-цинковые стаканчиковые прямоугольной формы — от 10 до 19, стаканчиковые цилиндрические — от 20 до 49, галетные батареи — от 50 до 79. Конкретные значения цифр в указанных пределах — это шифры ширины, длины (или диаметра), третья цифра — шифр высоты элемента. Буква Т в конце указывает на то, что элемент пригоден для эксплуатации в районах с тропическим климатом, буква Л — на то, что элемент или батарея летнего типа, буква У — на то, что элемент или батарея универсального типа.

Обозначение типа батареи при последовательном соединении элементов составляется из цифры, соответствующей числу элементов в батарее, и обозначения элемента. При параллельном соединении элементов их число указывают через тире после обозначения типа элемента. Элементам и батареям могут быть присвоены торговые наименования (например, «Уран», «Крона ВЦ» и др.). Обозначения типов элементов, которые приводятся в скобках после основного обозначения (например, R12), соответствуют СТ СЭВ 589—77.

Ртутно-цинковые элементы имеют форму диска и изготовляются герметичными. Активная масса положительного электрода состоит из оксида ртути и графита (5...10 %). Отрицательный электрод изготовляется из порошка цинка и ртути (5...10 %). Электролит — раствор едкого кали (КОН) и оксида цинка.

В ртутно-цинковых элементах ЭДС весьма стабильна и составляет 1,34...1,37 В (в течение года изменяется всего на 0,2 %). Напряжение

этих элементов при малых токах разряда изменяется в процессе разряда очень незначительно (на несколько процентов). Внутреннее сопротивление гораздо больше, чем марганцево-цинковых элементов. Удельная емкость по объему ртутно-цинковых элементов наибольшая по сравнению со всеми применяемыми на практике ХИТ, сохранность достаточно высокая. Однако хранить их можно при температуре не выше 30 °С и относительной влажности не более 85 %. Основным недостатком ртутно-цинковых элементов является плохая работоспособность при низких температурах. Основные параметры ртутно-цинковых элементов приведены в табл. VIII.3.

Таблица VIII.3. **Основные параметры ртутно-цинковых элементов**

Тип	До хранения			Гарантийный срок хранения, мес.	Режим разряда при температуре 20...50 °С		Габаритные размеры, мм		Масса, г, не более
	Напряжение, В	При сопротивлении внешней цепи, Ом	Емкость, А·ч		Продолжительность*, ч	Сопротивление внешней цепи, Ом	Диаметр	Высота	
РЦ11	1,25		0,02	6		8300	4,7	5,0	0,5
РЦ13	1,25		0,02	6		8300	6,0	3,5	0,45
РЦ15	1,25		0,04	6		4150	6,3	6,0	0,85
РЦ31	1,25		0,07	12		12500	11,5	3,6	1,3
РЦ32	1,25	300	0,05	6	1,5	100	11,0	3,5	1,3
РЦ53	1,25	120	0,3	12	29	120	15,6	6,3	4,6
РЦ55	1,22	120	0,55	30	54	120	15,6	12,5	9,5
РЦ63	1,25	60	0,65	18	33	60	21,0	7,4	11
РЦ65	1,22	60	1,1	30	55	60	21,0	13,0	18,1
РЦ73	1,25	40	1,1	18	38	40	25,5	8,4	17,2
РЦ75	1,22	40	1,8	30	60	40	25,5	13,5	27,3
РЦ82	1,25	25	1,5	18	35*²	25	30,1	9,4	30,0
РЦ83	1,25	25	1,8	18	38	25	30,1	9,4	28,2
РЦ85	1,22	25	2,8	30	60	25	30,1	14,0	39,5

* При конечном напряжении 1 В.
*² При температуре 20...70 °С.

В условном обозначении ртутно-цинковых элементов буквы РЦ указывают на электрохимическую систему, первая цифра — шифр высоты или номер разработки. Буква после цифр обозначает условия эксплуатации. Элементы с индексом У рассчитаны на работу при температуре от −30 до +50 °С, с индексом Т — от 0 до + 70 °С, с индексом X — при температуре ниже −30 °С. Элементы с индексом С рассчитаны на длительное хранение, с индексом Ф — на разряд при повышенных токах. Цифра перед РЦ обозначает число последовательно соединенных элементов в батарее. Если основное обозначение заключено в скобки, то цифра после них указывает на число параллельно соединенных элементов.

2. Вторичные химические источники тока (аккумуляторы)

Аккумулятор — вторичный ХИТ, т. е. источник тока, предназначенный для многократного использования за счет восстановления химической энергии вещества путем пропускания электрического тока в направлении, обратном направлению тока при разряде (ГОСТ 15596—82).

Заряд аккумулятора с последующим разрядом называется циклом (ГОСТ 15596—82).

Основные параметры аккумуляторов такие же, как и гальванических элементов (см. п. 1 данной главы), **дополнительные** — отдача аккумулятора, сроки службы и годности.

Отдача аккумулятора по емкости — величина, определяемая отношением емкости аккумулятора к количеству электричества в ампер-часах, пропущенному через аккумулятор при заряде (ГОСТ 15596—82).

Отдача аккумулятора по энергии — величина, определяемая отношением энергии, отдаваемой аккумулятором, к энергии, затраченной при его заряде (ГОСТ 15596—82).

Срок службы аккумулятора — наработка, при которой его емкость станет меньше определенного нормированного значения.

Срок годности аккумулятора — сумма срока хранения и времени эксплуатации, в течение которого наработка аккумулятора достигает срока его службы.

Герметичные малогабаритные никелево-кадмиевые аккумуляторы. Активная масса положительного электрода никелево-кадмиевого аккумулятора состоит из гидратов закиси никеля, оксидов кадмия и кобальта и небольшого количества мелкодисперсного графита. Отрицательный электрод выполняется из металлического кадмия, гидроксида кадмия и небольшого количества оксида никеля. Электролит — раствор едкого кали и едкого лития.

Никелево-кадмиевые аккумуляторы характеризуются почти в полтора раза большей, чем у марганцево-цинковых элементов, удельной емкостью, в два раза большим сроком хранения, значительно меньшим внутренним сопротивлением и значительно большим сроком службы (гарантируется 100...200 циклов). Стоимость одного ватт-часа при использовании никелево-цинковых аккумуляторов по сравнению с марганцево-цинковыми элементами в 100...200 раз меньше.

В полностью заряженном никелево-кадмиевом аккумуляторе ЭДС равна 1,35 В, номинальное напряжение в начале разряда — 1,25 В, в конце—1 В. Дальнейший разряд приводит к резкому сокращению срока службы. Емкость никелево-кадмиевых аккумуляторов уменьшается при понижении температуры окружающей среды. Саморазряд герметичных кадмиево-никелевых аккумуляторов происходит особенно быстро в начале хранения (10 % емкости за сутки), за 30 суток они теряют 20...40 % емкости, в течение следующих 30 суток емкость изменяется мало. Основные параметры герметичных кадмиево-никелевых аккумуляторов приведены в табл. VIII.4.

Условное обозначение типа дисковых аккумуляторов состоит из буквы Д и цифры, указывающей номинальную емкость в ампер-часах. Обозначение типа цилиндрических никелево-кадмиевых аккумуляторов состоит из букв ЦНК или КНГЦ и цифр, означающих номинальную емкость в ампер-часах, обозначение типа прямоугольных аккумуляторов — из букв КНГ и цифр, указывающих номинальную емкость в ампер-часах. Буква в конце обозначения дисковых аккумуляторов указывает на режим разряда: Д — длительный (10-часовой), С — средний (5-часовой). Буква Д в конце обозначения некоторых аккумуляторов, имеющих цилиндрический или прямоугольный корпус, указывает на особенности формы корпуса.

Особенность эксплуатации герметичных дисковых аккумуляторов — необходимость заряда их слабым током, чтобы давление газов внутри корпуса не превышало его допустимое значение. При слишком большом токе так же, как и при чрезмерно длительном заряде, может деформироваться корпус или нарушиться герметизация.

Таблица VIII.4. Основные параметры герметичных никелево-кадмиевых аккумуляторов

Тип	Номинальная емкость, А·ч	Режим разряда: Номинальный ток, мА	Режим разряда: Продолжительность, ч	Режим заряда: Нормальный ток, мА	Режим заряда: Продолжительность, ч	Интервал рабочих температур, °С: от	Интервал рабочих температур, °С: до	Гарантийные сроки: службы, циклы	Гарантийные сроки: хранения, мес.	Габаритные размеры, мм, не более	Масса, г, не более
Д-0,25Д	0,025	2,5	10	2,5	15				18	Ø11,6×5,5	2,0
Д-0,06	0,06	12	5	6	15	—20	+35	392	12	Ø15,7×6,6	4,0
Д-0,06Д	0,06	6	10	6	15	—20	+35	392	18	Ø15,6×6,1	3,6
Д-0,1	0,1	20	5	10	15	—30	+50	392	15	Ø20,1×7,1	7,0
Д-0,115Д	0,115	11,5	10	12	15	—30	+50	392	18	Ø20,0×6,6	7,0
Д-0,25	0,25	50	5	25	15	—30	+50	392	6	Ø27,2×10,3	14,0
Д-0,26Д	0,26	26	10	26	15	—30	+50		18	Ø25,2×9,3	13,5
Д-0,26С	0,26	52	5	26	15	—30	+50		18	Ø25,2×9,3	13,5
Д-0,55С	0,55	110	5	55	15	—30	+50		18	Ø34,6×9,8	28,0
КНГ-0,35Д	0,35	80	6	35	15	—15	+35	100	12	15×10×41	21,0
КНГ-0,7Д	0,7	150	6	70	15	—15	+35	250	12	25×12×41	40,0
КНГ-1,5	1,5	200	7,5	150	15	—40	+50	100	12	35×14×71	98
КНГ-1Д	1,0	200	6	100	15	—15	+35	100	12	35×14×41	61
КНГ-10Д	10	1000	10	1000	15	0	+45	800	36	45,5×30×162	580
КНГК-10Д	10	1000	10	1000	15	0	+45	800	36	49,3×33,3×120	440
КНГЦ-1Д	1,0	100	10	100	17	—40	+50	150	36	Ø20×60	55
КНГЦ-3Д	3,0	300	10	300	17	—40	+50	150	36	Ø34×61,5	174
ЦНК-0,2	0,2	20	10	20	15	+5	+45	50	12	Ø16Ø24,5	15
ЦНК-0,45	0,15	45	10	45	15	+5	+45	50	12	Ø14Ø50	23
ЦНК-0,85	0,85	85	10	85	15	+5	+45	50	12	Ø14×96	41
7Д-0,1	0,1	20	5	10	15	—30	+50	392	15	Ø24,1×62,2	60
2Д-0,25	0,25	50	5	25	15	—30	+50	392	6	Ø27×22,5	29
3КНГЦ-0,2	0,2	20	10	20	15	—40	+50	150	36	Ø18×75	50
10КНГ-1Д	1,0	100	10	100	17	—40	+50	150	36	111×45×64,5	680
10КНГ-3,5Д	3,5					0	+45	100	12	99×78×175	2500
5ЦНК-0,2	0,2	20	10	20	15	+5	+45	50	12	87×27,5×24	117
10ЦНК-0,45	0,45	45	10	45	15	+5	+45	50	12	40×35×105	300
11ЦНК-0,45	0,45	45	10	45	15	+5	+45	50	12	56×33×99	350
12ЦНК-0,85	0,85	85	10	85	15	+5	+45	50	12	71×46×104	730

Примечания. 1. Аккумуляторы Д-0,25, Д-0,26С и Д-0,55С допускают разряд до напряжения 0,7 В.
2. Заряженные аккумуляторы после 28 суток хранения при разомкнутой внешней цепи при температуре 20 °С и влажности 45...80 % должны иметь емкость не менее 0,65 номинальной емкости.

3. Неуправляемые выпрямительные устройства

Выпрямительные устройства (выпрямители) относятся к вторичным источникам электропитания. Они используются для преобразования переменного напряжения в постоянное. Источником переменного напряжения может быть сеть переменного тока частотой 50 Гц или преобразователь постоянного напряжения в переменное повышенной частоты.

Выпрямитель в большинстве случаев состоит из трансформатора питания, изменяющего напряжение, комплекта вентилей, выпрямляющих переменное напряжение, и сглаживающего фильтра. Вентиль представляет собой нелинейный элемент, сопротивление которого в прямом направлении в сотни—тысячи раз меньше, чем в обратном. В настоящее время в основном используются полупроводниковые вентили.

Основные параметры выпрямителей — номинальное напряжение и частота питающей сети и их отклонения от номинальных; полная мощность, потребляемая от питающей сети при номинальной нагрузке; номинальное выходное напряжение; номинальный ток нагрузки и его возможные отклонения от номинального; КПД; коэффициент пульсаций.

Коэффициент пульсаций — отношение амплитуды первой гармоники переменной составляющей выпрямленного напряжения к его постоянной составляющей (ГОСТ 18311—80). Иногда определяют коэффициент пульсаций как отношение двойной амплитуды переменной составляющей к постоянной составляющей. Двойная амплитуда переменной составляющей измеряется как сумма положительной и отрицательной полуволн переменной составляющей выпрямленного напряжения.

Схемы выпрямителей. В источниках питания приемно-усилительной аппаратуры находят применение выпрямители однополупериодные, двухполупериодные с выводом средней точки, мостовые, с удвоением напряжения. Чаще всего они выполняются со сглаживающим фильтром, начинающимся с конденсатора (рис. VIII.1), и, следовательно, работают на емкостную нагрузку. Хотя эти выпрямители обладают низким КПД по сравнению с выпрямителями, работающими на индуктивную нагрузку, они позволяют получать меньший коэффициент пульсаций при одинаковых габаритных размерах фильтра. Выпрямители, работающие на емкостную нагрузку, используются для получения выпрямленных напряжений от единиц вольт до десятков киловольт. Выпрямители без сглаживающего фильтра применяются сравнительно редко, например, для питания электромагнитных реле и в других случаях, когда коэффициент пульсаций не имеет существенного значения.

Однополупериодную (однофазную) схему выпрямителя (рис. VIII.1,*а*) применяют при мощностях в нагрузке до 5...10 Вт и тогда, когда не требуется малый коэффициент пульсаций. Достоинства однополупериодного выпрямителя — минимальное число элементов, невысокая стоимость, возможность работы без трансформатора при использовании полупроводниковых вентилей. Недостатки — низкая частота пульсаций (равна частоте питающей сети), плохое использование трансформатора, подмагничивание его магнитопровода постоянным током.

Двухполупериодную схему с выводом средней точки (двухфазную), приведенную на рис. VIII.1,*б*, применяют чаще всего при мощностях до 100 Вт и выпрямленных напряжениях до 400...500 В. Выпрямители, выполненные по этой схеме, характеризуются повышенной

частотой пульсаций, возможностью использования вентилей с общим катодом (или анодом), что упрощает их установку на общем радиаторе, а также повышенным обратным напряжением на вентилях и более сложной конструкцией трансформатора.

Однофазная мостовая схема (рис. VIII.1,*в*) характеризуется хорошим использованием мощности трансформатора, поэтому рекомендуется при мощностях в нагрузке до 1000 Вт и более. Достоинства выпрямителей, выполненных по этой схеме,— повышенная частота пульсаций, низкое обратное напряжение на вентилях, возможность работы без трансформатора. Недостатки — повышенное падение напряжения в вентильном комплекте, невозможность установки однотипных вентилей на одном радиаторе без изоляционных прокладок.

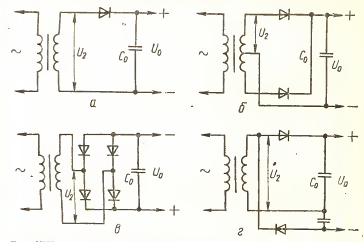


Рис. VIII.1. Схемы выпрямителей:
а — однополупериодная (однофазная); *б* — двухполупериодная (двухфазная); *в* — однофазная мостовая; *г* — симметричная с удвоением напряжения.

Симметричную схему с удвоением напряжения (рис. VIII.1,*г*) применяют чаще всего при мощностях в нагрузке до 1000 Вт и выпрямленных напряжениях выше 500...600 В. При равных выпрямленных напряжениях напряжение на вторичной обмотке трансформатора при схеме удвоения почти в два раза меньше, чем при мостовой. Обратное напряжение на вентилях при данной схеме примерно такое же, как при мостовой, частота пульсаций в два раза больше частоты питающей сети.

Расчет выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку. Приведенная ниже методика расчета применима при выходных мощностях до сотен ватт. Исходными данными для расчета выпрямителя являются номинальное выпрямленное напряжение U_0, ток нагрузки I_0, коэффициент пульсаций $K_{п0}$, номинальное напряжение питающей сети U_1. Предполагается, что частота питающей сети равна 50 Гц. Значения U_0, I_0 определяются параметрами той аппаратуры, питание которой будет осуществляться от выпрямителя. Коэффициент пульсаций, принимаемый для расчета, не должен превышать 0,15, а допустимое относительное значение переменной составляющей напряжения для выбранных конденсаторов фильтра должно быть не меньше 0,05. Расчет

выполняют в следующем порядке. Выбирают вентили. Для этого по приближенным формулам (табл. VIII.5) вычисляют значения обратного напряжения на вентилях $U_{обр}$, среднего тока $I_{ср}$ и амплитуды тока I_m через вентиль. В процессе расчета выпрямителя эти значения уточняются. По найденным $U_{обр}$ и I_m ($I_{ср}$) выбирают выпрямительные диоды (см. табл. IV.5).

Таблица VIII.5. Формулы для расчета выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку

Схема выпрямителя	A	$U_{обр}$	$I_{ср}$	I_m	U_{2x}	I_2
Однополупериодная (однофазная)	$3{,}2\frac{r}{R_н}$	$2{,}8U_{2x}\approx 3U_0$	I_0	$FI_0\approx 7I_0$	BU_0	DI_0
Двухполупериодная (двухфазная)	$1{,}6\frac{r}{R_н}$	$2{,}8U_{2x}\approx 3U_0$	$\frac{I_0}{2}$	$0{,}5FI_0\approx 3{,}5I_0$	BU_0	$\frac{DI_0}{2}$
Однофазная мостовая	$1{,}6\frac{r}{R_н}$	$1{,}4U_{2x}\approx 1{,}5U_0$	$\frac{I_0}{2}$	$0{,}5FI_0\approx 3{,}5I_0$	BU_0	$\frac{DI_0}{\sqrt{2}}$
Симметричная с удвоением напряжения	$6{,}3\frac{r}{R_н}$	$2{,}8U_{2x}\approx 1{,}5U_0$	I_0	$FI_0\approx 7I_0$	$0{,}5BU_0$	$\sqrt{2}DI_0$

Определяют сопротивление нагрузки выпрямителя $R_н = U_0/I_0$. Принимают сопротивление обмоток трансформатора $r_{тр}$ в пределах (0,07...0,1) $R_н$ для выпрямителей мощностью до 10 Вт и в пределах (0,05...0,08) $R_н$ для выпрямителей мощностью 10...100 Вт. Находят прямое сопротивление выпрямительного диода по приближенной формуле $r_{пр} \approx U_{пр}/3I_{ср}$, где $U_{пр}$ — постоянное прямое напряжение на диоде (см. табл. IV.5).

Определяют активное сопротивление фазы выпрямителя по формулам $r = r_{тр} + 2r_{пр}$ (для мостовой схемы), $r = r_{тр} + r_{пр}$ (для остальных схем выпрямителя) и основной расчетный коэффициент A — по формулам, приведенным в табл. VIII.5. В зависимости от значения A находят вспомогательные коэффициенты B, D, F по графикам, приведенным на рис. VIII.2; H — по графику, показанному на рис. VIII.3.

По точным формулам, приведенным в табл. VIII.5, вычисляют значения обратного напряжения на диодах $U_{обр}$, амплитуды I_m и среднего прямого тока $I_{ср}$ через диоды, которые не должны превышать допустимых значений для выбранных диодов (см. табл. IV.5). В противном случае необходимо выбрать другие диоды и выполнить расчет сначала.

По формулам, приведенным в табл. VIII.5, определяют значения напряжения на вторичной обмотке трансформатора (в режиме холостого хода) U_{2x} и эффективное значение тока вторичной обмотки I_2. Определяют выходную емкость выпрямителя (входную емкость фильтра) по формуле $C_0 = H/rK_{п0}$, где C_0 — емкость, мкФ; r — сопротивление, Ом.

Пример. Рассчитать выпрямитель по мостовой схеме. Заданы $U_0 = 12$ В; $I_0 = 1$ А; $K_{п0} = 0{,}1$. Определяем по приближенным формулам (табл. VIII.5) $U_{обр} \approx 1{,}5 \cdot 12 = 18$ В; $I_{ср} = 1/2 = 0{,}5$ А; $I_m \approx$ $\approx 3{,}5 \cdot 1 = 3{,}5$ А. Выбираем диоды типа КД202Б, для которых

$I_{\text{пр max}} = 3{,}5$ А; $U_{\text{обр max}} = 50$ В; $U_{\text{пр}} = 0{,}9$ В (см. табл. IV.5) Определяем $R_{\text{н}} = 12/1 = 12$ Ом; $r_{\text{тр}} = 0{,}08 \cdot 12 \approx 1$ Ом; $r_{\text{пр}} \approx \approx 0{,}9/3 \cdot 0{,}5 = 0{,}6$ Ом; $r = 2 \cdot 0{,}6 + 1 = 2{,}2$ Ом; $A = 1{,}6 \times \times 2{,}2/12 \approx 0{,}3$. Из графиков, приведенных на рис. VIII.2 и VIII.3, находим $B \approx 1$; $D \approx 2{,}1$; $F \approx 5{,}5$; $H \approx 470$. По формулам (см. табл. VIII.5) определяем $U_{2x} = 1 \cdot 12 = 12$ В; $U_{\text{обр}} = 1{,}4 \cdot 12 = = 16{,}8$ В; $I_m = 0{,}5 \cdot 5{,}5 \cdot 1 = 2{,}75$ А. Диоды выбраны правильно. Определяем $I_2 = 2{,}1 \cdot 1/2 \approx 1{,}05$ А; $C_0 = 470/2{,}2 \cdot 0{,}1 \approx 2136$ мкФ. Принимаем номинальное значение $C_0 = 2000$ мкФ.

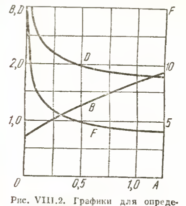


Рис. VIII.2. Графики для определения коэффициентов B, D, F.

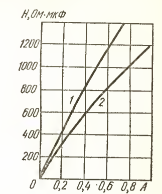


Рис. VIII.3. График для определения коэффициента H:

1 — для однополупериодной; *2* — для остальных схем выпрямителей.

4. Сглаживающие фильтры

Сглаживающие фильтры включают между выпрямителем и нагрузкой для уменьшения пульсаций (переменной составляющей) выпрямленного напряжения. Наиболее часто применяют фильтры, состоящие из

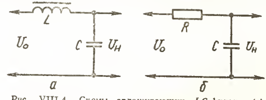


Рис. VIII.4. Схемы сглаживающих *LC*-фильтра (*а*) и *RC*-фильтра (*б*).

дросселя и конденсатора (рис. VIII.4,*а*) или из резистора и конденсатора (рис. VIII.4,*б*). Качество фильтра оценивают коэффициентом сглаживания $q = K_{\text{п0}}/K_{\text{п1}}$ ($K_{\text{п0}}$ и $K_{\text{п1}}$ — коэффициенты пульсаций на входе и выходе фильтра соответственно). Допустимое значение коэффициента пульсаций на выходе фильтра $K_{\text{п.доп}}$ зависит от вида нагрузки. В случае питания первых каскадов УЗЧ с высокой чувствительностью (например, микрофонных усилителей) $K_{\text{п.доп}} = 0{,}00001...$

...0,00002, предварительных каскадов УЗЧ для радиоприемников, электрофонов и т. п.— $K_{\text{п.доп}} = 0,0001...0,001$, каскадов УРЧ приемников — $K_{\text{п.доп}} = 0,0005...0,001$, электронных стабилизаторов напряжения — $K_{\text{п.доп}} = 0,005...0,03$.

Г-образные *LC*-фильтры широко применяются при повышенных токах нагрузки, поскольку падение напряжения постоянного тока на них можно сделать сравнительно малым. Коэффициент полезного действия *LC*-фильтров достаточно высокий. Недостатки фильтров — относительно большие габаритные размеры и масса, наличие магнитного поля рассеяния, сравнительно высокая стоимость.

Для *LC*-фильтров следует выбирать $q > 3$, чтобы избежать резонансных явлений. Произведение *LC* в зависимости от требуемого значения q можно определить по формуле

$$LC = 2,5 \cdot 10^4 (q + 1)/(m^2 f^2),$$

где L — индуктивность, Гн; C — емкость, мкФ; m — число фаз выпрямителя; f — частота питающей сети, Гц.

Наибольший коэффициент сглаживания достигается при равенстве входной и выходной емкостей фильтра. Принимая $C = C_0$, можно определить индуктивность фильтра. При выборе конденсаторов необходимо иметь в виду, что мгновенное значение напряжения на них (с учетом пульсаций) не должно превышать номинального напряжения конденсаторов. Для этого конденсатор следует выбирать на напряжение холостого хода выпрямителя при максимальном напряжении сети, увеличенное на 10...15 %, чтобы учесть перенапряжения при включении выпрямителя. Амплитуда переменной составляющей напряжения на конденсаторах не должна превышать допустимого значения для выбранных конденсаторов.

Г-образные *RC*-фильтры целесообразно применять при малых токах нагрузки (менее 10...15 мА) и небольших заданных коэффициентах сглаживания. Достоинства фильтров — малые габаритные размеры, масса, низкая стоимость, недостаток — сравнительно большие падение напряжения на фильтре и потери энергии. Коэффициент сглаживания *RC*-фильтра при частоте питающей сети 50 Гц

$$q = 10^{-3} \pi m R_{\text{н}} RC/(R + R_{\text{н}}),$$

где m — число фаз выпрямителя; R — сопротивление фильтра, Ом; C — емкость фильтра, мкФ; $R_{\text{н}} = U_{\text{н}}/I_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки, Ом.

Сопротивление фильтра выбирают из условия допустимого падения напряжения постоянного тока на фильтре или исходя из заданного КПД η по формуле $R = R_{\text{н}} (1 - \eta)/\eta$, а емкость конденсатора — по формуле

$$C = 3200q (R + R_{\text{н}})/mRR_{\text{н}},$$

где C — емкость, мкФ; R и $R_{\text{н}}$ — сопротивления, Ом. Если принять $\eta = 0,8$, то емкость конденсатора (в микрофарадах) $C = 16000q/(mR_{\text{н}})$.

Фильтры на транзисторах характеризуются сравнительно большими КПД и коэффициентом сглаживания. Их действие основано на том, что сопротивление транзистора между эмиттером и коллектором для переменной составляющей выпрямленного тока во много раз больше, чем для постоянной. Фильтр, схема которого приведена на рис. VIII.5, *а*, целесообразно применять при малых токах нагрузки, поскольку часть выпрямленного напряжения падает на резисторе *R1*. При увеличении сопротивления этого резистора повышается коэффи-

циент сглаживания, однако снижается КПД фильтра. Обычно выбирают $R1 = 80...100$ Ом, а $R2$ — порядка десятков килоом. Емкость конденсатора определяют по формуле

$$C1 = 5 \cdot 10^5 / mfR1,$$

где $C1$ — емкость, мкФ; m — число фаз выпрямителя; f — частота питающей сети, Гц; $R1$ — сопротивление, Ом.

В фильтрах, схемы которых приведены на рис. VIII.5,*б*, *в*, *г*, функции резистора, включенного в цепь эмиттера транзистора, выполняет нагрузка фильтра, поэтому КПД этих фильтров выше. Для фильтра, схема которого приведена на рис. VIII.5,*б*, напряжение коллектор — эмиттер $U_{КЭ}$ должно быть на 2...3 В больше амплитуды пульсаций на входе фильтра. Сопротивление резистора $R_{п}$ в цепи базы можно опре-

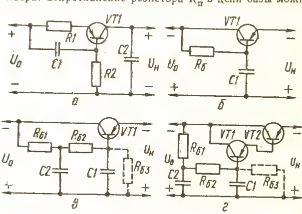


Рис. VIII.5. Различные варианты (*а* — *г*) схем сглаживающих фильтров на транзисторах.

делить по формуле $R_б = U_{КЭ}/I_б$, где $I_б$ — ток базы, определяемый по выходным характеристикам транзистора в зависимости от заданного тока нагрузки $I_н \approx I_к$. Емкость конденсатора в цепи базы определяют по формуле

$$C1 \approx 10^6 q/(\pi m f R_б),$$

где $C1$ — емкость, мкФ; q — коэффициент сглаживания; m — число фаз выпрямителя; f — частота питающей сети, Гц; $R_б$ — сопротивление, Ом.

Коэффициент сглаживания фильтра без резистора $R1$ значительно ниже, а температурная стабильность выше, чем фильтра с резистором $R1$. Коэффициент сглаживания увеличивается при увеличении сопротивления резистора $R_б$ (уменьшении тока нагрузки). Его можно увеличить в 1,5...3 раза, если резистор $R_б$ заменить двумя резисторами, включив между ними конденсатор (см. рис. VIII.5,*в*). Сумма сопротивлений этих резисторов должна быть равна сопротивлению $R_б$ в фильтре, схема которого приведена на рис. VIII.5,*б*. Емкости конденсаторов можно определить по формулам

$$C1 \approx 160 q h_{21б}/mf; \; C2 \approx 3 \cdot 10^3/(m f h_{21б} R_б^2),$$

где $h_{22б}$ — параметр транзистора (см. гл. IV, п. 2), мкСм; $C1$ и $C2$ — емкости, мкФ; $R_б$ — сопротивление, кОм; f — частота сети, Гц.

При малом коэффициенте усиления тока транзистора или большом токе нагрузки сопротивление резистора $R_б$ получается малым и может оказаться, что $C2 > C1$. В этом случае емкости конденсаторов следует определить по формулам

$$C1 = 160\sqrt{q\,(qh_{22б}^2 + 4/R_б^2)}/mf;\; C2 = 160\sqrt{q}/(mfR_б),$$

где $C1$ и $C2$ — емкости, мкФ; $h_{22б}$ — параметр транзистора, мкСм; $R_б$ — сопротивление, кОм; f — частота сети, Гц.

Для увеличения коэффициента сглаживания можно применить составной транзистор (см. рис. VIII.5,*г*). Поскольку ток базы транзистора $VT1$ значительно меньше тока базы транзистора $VT2$, сопротивление резистора $R_б$ в данном фильтре может быть значительно больше, чем в фильтре с одним транзистором. Кроме того, результирующее сопротивление цепи эмиттер — коллектор составного транзистора для переменного тока значительно больше, чем одиночного. При токах нагрузки более 3...5 А целесообразно применять транзисторы, составленные из трех транзисторов.

Чтобы повысить температурную стабильность фильтра, следует подавать напряжение в цепь базы от делителя напряжения. Для этого включают дополнительный резистор $R_{б3}$ (см. рис. VIII.5, *в*, *г*). Сопротивления делителя напряжения можно определить по формулам

$$R_{б3} \approx U_н/5\,I_б;\; R_{б1} = R_{б2} = 0{,}5\,U_{КЭ}\,R_{б3}/U_н,$$

где $U_н$ — напряжение на нагрузке фильтра. Фильтр с делителем напряжения в цепи базы транзистора менее чувствителен к смене экземпляров транзисторов. Однако при введении делителя напряжения уменьшается коэффициент сглаживания, поскольку сопротивление $R_{б1} + R_{б2}$ получается меньшим.

Транзисторы для сглаживающих фильтров выбирают в зависимости от тока нагрузки, падения напряжения на фильтре и рассеиваемой на транзисторе мощности. В некоторых случаях транзисторы устанавливаются на теплоотводах (радиаторах).

5. Стабилизаторы напряжения постоянного тока

Основные параметры стабилизаторов напряжения. *Коэффициент нестабильности по напряжению* — отношение производной выходного напряжения по входному напряжению к выходному напряжению. На практике коэффициент нестабильности по напряжению определяют по формуле

$$K_{нU} = \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}\,\Delta U_{вх}} \cdot 100\,\%,$$

где $K_{нU}$ — коэффициент нестабильности, %/В; $U_{вых}$ — выходное напряжение, В; $\Delta U_{вх}$ и $\Delta U_{вых}$ — абсолютные изменения входного и выходного напряжений соответственно, В.

Коэффициент нестабильности по току — относительное изменение выходного напряжения при изменении выходного тока в определенных пределах:

$$K_{\text{н}I} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \cdot 100\ \%.$$

Коэффициент стабилизации напряжения — отношение относительных изменений входного и выходного напряжений (при постоянном выходном токе):

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} : \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{1}{K_{\text{н}U} U_{\text{вх}}}.$$

Рис. VIII.6. Схемы однокаскадного (*а*) и двухкаскадных (*б*, *в*) ППС с балластным резистором.

Выходное сопротивление стабилизатора — производная выходного напряжения по выходному току:

$$R_{\text{вых}} = \frac{dU_{\text{вых}}}{dI_{\text{вых}}} \approx \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{вых}}} = \frac{K_{\text{н}I} U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{вых}}}.$$

Коэффициент полезного действия — отношение мощности на выходе стабилизатора к мощности на входе.

Коэффициент сглаживания пульсаций — соотношение напряжения пульсаций на входе стабилизатора и на выходе. Для некоторых стабилизаторов коэффициент сглаживания пульсаций примерно равен коэффициенту стабилизации напряжения.

Полупроводниковые параметрические стабилизаторы (ППС) — наиболее простые. Они характеризуются сравнительно невысокими коэффициентами стабилизации, большим выходным сопротивлением (единицы и десятки ом), низким КПД. В таких стабилизаторах невозможно получить точное значение выходного напряжения и регулировать его.

Принцип работы ППС основан на использовании нелинейности ВАХ кремниевых стабилитронов и стабисторов (см. гл. IV). Простейший ППС представляет собой делитель напряжения, состоящий из резистора и кремниевого стабилитрона или стабистора. Нагрузка подключается параллельно кремниевому стабилитрону (КС). Для термокомпенсации изменений напряжения на КС и, следовательно, на нагрузке последовательно КС включают полупроводниковые диоды в прямом направлении $Д_{\text{пр}}$ (рис. VIII.6). Если стабилизатор предназначен для работы в узком интервале температур, термокомпенсация не нужна. Тип и количество КС выбирают в зависимости от необходимого напряжения на нагрузке и тока нагрузки. Выходное напряжение стабилизатора равно сумме напряжений на последовательно вклю-

ченных КС и диодах, включенных в прямом направлении, но определяется главным образом напряжением на КС. Для термокомпенсации можно использовать стабилитроны или германиевые диоды, включенные в прямом направлении. Их количество выбирается в зависимости от типа и количества КС, включенных в обратном направлении. Используя простейшую схему ППС (рис. VIII.6,*а*), можно получить коэффициент стабилизации напряжения не более 100 (без термокомпенсации) при изменении входного напряжения на ± 10 %. При термокомпенсации коэффициент стабилизации уменьшается в два—четыре раза. Коэффициент стабилизации уменьшается также при увеличении тока нагрузки и допуска на входное напряжение. Выходное сопротивление такого ППС составляет 6...10 Ом без термокомпенсации и 25...40 Ом при термокомпенсации (определяется типом КС).

Если необходимо получить более высокий коэффициент стабилизации (до 1000), следует использовать двухкаскадные ППС (рис. VIII.6,*б*, *в*). В таких ППС термокомпенсацию целесообразно осуществлять только во втором каскаде, поскольку при этом можно достичь большего коэффициента стабилизации в первом каскаде и во всем стабилизаторе. Результирующий коэффициент стабилизации двухкаскадного ППС равен произведению коэффициентов стабилизации первого и второго каскадов, выходное сопротивление определяется выходным сопротивлением второго каскада.

В ППС, схема которого приведена на рис. VIII.6,*в*, через включенные в прямом направлении диоды $Д_{пр}$ пропускается дополнительный ток. При этом уменьшается их динамическое сопротивление и, следовательно, выходное сопротивление стабилизатора и увеличивается коэффициент стабилизации. Достоинством такого ППС является также возможность плавной регулировки термокомпенсации путем изменения дополнительного тока (сопротивления резистора $R_г$), недостатком — более низкий КПД.

Расчет ППС без термокомпенсации проводят в следующем порядке. Определяют предельно достижимое значение коэффициента стабилизации

$$K_{ст.пр} = U_{вых}(1 - 0{,}01\Delta_1)/[(I_н + I_{ст\,min}) r_{ст}],$$

где $U_{вых}$ — выходное напряжение, В; Δ_1 — допустимое относительное уменьшение входного напряжения по сравнению с номинальным, %; $I_н$ — максимальный ток нагрузки, А; $I_{ст\,min}$— минимальный ток стабилитрона, А; $r_{ст}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона, Ом. Значения $r_{ст}$ и $I_{ст\,min}$ приведены в табл. IV.9. При последовательном соединении нескольких КС их дифференциальные сопротивления суммируются. Значение $K_{ст.пр}$ должно быть больше требуемого коэффициента стабилизации $K_{ст}$ не менее чем в 1,3... ...1,5 раза. Если это условие не выполняется, следует выбрать другие КС или перейти к двухкаскадной схеме ППС.

Находят необходимое входное напряжение по формуле

$$U_{вх} = U_{вых}/[(1 - 0{,}01\Delta_1)(1 - K_{ст}/K_{ст.пр})].$$

Рассчитывают сопротивление балластного резистора по формуле

$$R_б = [U_{вх}(1 - 0{,}01\Delta_1) - U_{вых}]/[(I_н + I_{ст\,min}) - R_{вых}],$$

где $R_{вых}$ — выходное сопротивление источника (выпрямителя и фильтра) по постоянному току.

Определяют максимальный ток КС по формуле

$$I_{\text{ст max}} = I_{\text{ст min}} + I_{\text{н}} - I_{\text{н min}} + (I_{\text{н}} + I_{\text{ст min}}) \times \times \frac{0{,}01\,(\Delta_1 + \Delta_2)\,K_{\text{ст.пр}}}{(1 - 0{,}01\,\Delta_1)\,K_{\text{ст}}},$$

где $I_{\text{н min}}$ — минимальный ток нагрузки; Δ_2 — допустимое относительное увеличение входного напряжения, %. Если ППС рассчитывается на постоянную нагрузку, то $I_{\text{н min}} = I_{\text{н}}$. Значение $I_{\text{ст max}}$ должно быть меньше максимального тока стабилизации выбранных КС (см. табл. IV.9). Если это условие не выполняется, то при заданных требованиях реализовать ППС нельзя и следует применить компенсационный стабилизатор.

Пример. Рассчитать ППС по следующим данным: $U_{\text{вых}} \approx 10$ В; $I_{\text{н}} = 15$ мА; $I_{\text{н min}} = 5$ мА; $K_{\text{ст}} \geqslant 30$; $\Delta_1 = \Delta_2 = 10$ %; $R_{\text{вых}} = 25$ Ом. Выбираем КС типа Д810, для которого $U_{\text{ст}} = 9...10{,}5$ В; $I_{\text{ст min}} = 3$ мА; $I_{\text{ст max}} = 26$ мА; $r_{\text{ст}} = 12$ Ом (см. табл. IV.9), и вычисляем $K_{\text{ст.пр}} = 10\,(1 - 0{,}01 \cdot 10)\,/\,[(15 + 5) \times 10^{-3} \cdot 12] = 46$; $K_{\text{ст.пр}}\,/\,K_{\text{ст}} = 46/30 > 1{,}5$; $U_{\text{вх}} = 10/[\,(1 - 0{,}01 \times 10)\,(1 - 30/46)] = 32$ В; $R_{б} = [32\,(1 - 0{,}01 \cdot 10) - 10]/ /(15 + 3)\,10^{-3} - 25 \approx 1000$ Ом; $I_{\text{ст max}} = 3 + 15 - 5 + (15 + 3) \times 0{,}01\,(10 + 10) \cdot 46/[(1 - 0{,}01 \cdot 10) \cdot 30] = 19$ мА < 26 мА.

Следует отметить, что повышение коэффициента стабилизации ППС достигается при увеличении входного напряжения и сопротивления балластного резистора, следовательно, за счет снижения КПД стабилизатора. Однако можно повысить коэффициент стабилизации без снижения КПД, если вместо балластного резистора включить источник стабильного тока (рис. VIII.7,*а*), выполненный на БТ, стабилитроне и двух резисторах. В этом случае стабилизируется ток, протекающий через стабилитрон, поэтому резко уменьшаются отклонения напряжения на нагрузке при отклонениях входного напряжения. Коэффициент стабилизации повышается в 5...10 раз. Вместо стабилитрона можно включить два диода, соединенные последовательно в прямом направлении, исключив резистор *R1*.

Максимальная выходная мощность рассмотренных ППС ограничивается предельными значениями тока стабилизации и рассеиваемой мощности стабилитрона. Ее можно увеличить, если дополнить ППС эмиттерным повторителем (рис. VIII.7,*б*). Коэффициент стабилизации при этом не увеличивается. Выходное сопротивление такого ППС составляет несколько ом. Выходное напряжение определяется напряжением стабилизации КС.

Схемы ППС с ИСТ на ПТ и эмиттерным повторителем приведены на рис. VIII.7,*в* и *г*. Сопротивление резистора *R1* определяет значение стабильного тока I_{VT1}, от которого, в свою очередь, зависит максимальный ток нагрузки стабилизатора, определяемый соотношением: $I_{\text{н max}} = (I_{VT1} - I_{\text{ст min}})\,h_{21э}$, где $I_{\text{ст min}}$ — минимальный ток стабилизации КС; $h_{21э}$ — коэффициент передачи тока базы транзистора *VT2* при включении с ОЭ. Максимальный ток нагрузки таких ППС 0,2 А, коэффициент стабилизации около 500 (при токе нагрузки до 100 мА), выходное сопротивление 1,5 Ом (измеренное при изменении тока нагрузки от 10 до 110 мА), коэффициент сглаживания пульсаций 60 дБ (при входном напряжении 18 В и частоте 25...100 Гц).

Если в ППС, схема которого приведена на рис. VIII.7,*в*, выбрать $R1 = 0$, то максимальный ток нагрузки достигает 0,5 А, однако коэффициент стабилизации несколько снижается. Коэффициент сглаживания пульсаций можно увеличить примерно в 10 раз, если включить цепь $C1R2$ и подобрать сопротивление резистора $R2$. Эта цепь вместе с резистором $R1$ образует для переменной составляющей напряжения на транзисторе $VT2$ делитель, с выхода которого напряжение поступает в цепь управления этим транзистором таким образом, что ток базы транзистора изменяется в противофазе с напряжением пульсаций.

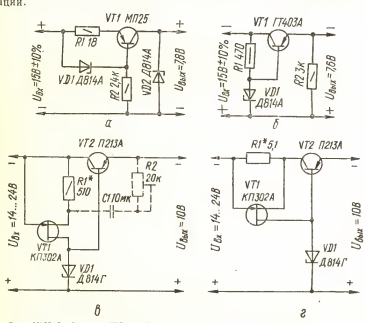


Рис. VIII.7. Схемы ППС с ИСТ (*а*), с эмиттерным повторителем (*б*), с ИСТ и эмиттерным повторителем (*в*, *г*).

Применение ИСТ для питания КС (см. рис. VII.7,*в*) позволяет ограничить ток базы транзистора $VT2$ и, следовательно, ток его коллектора при коротком замыкании в цепи нагрузки ($I_{к.з} = I_{VT1}h_{21э}$). Однако в стабилизаторах с большим $U_{вых}$ возможен перегрев транзистора $VT2$ (особенно сплавного германиевого) вследствие резкого повышения рассеиваемой мощности и эффекта саморазогрева. В стабилизаторе, схема которого приведена на рис. VIII.7,*г*, действует ООС по току, поскольку ток нагрузки протекает через резистор $R1$. Поэтому ток короткого замыкания очень слабо зависит от температуры корпуса транзистора $VT2$, и лавинный саморазогрев не проявляется до температуры корпуса 45...50 °С. Ток $I_{к.э}$ устанавливают равным 0,22 А, подбирая резистор $R1$.

Компенсационные стабилизаторы напряжения (КСН) относятся к стабилизаторам непрерывного действия и представляют собой устройство автоматического регулирования, которое с заданной точностью поддерживает напряжение на нагрузке независимо от изменения вход-

ного напряжения и тока нагрузки. Такие стабилизаторы могут стабилизировать напряжение при больших токах нагрузки, чем параметрические, и отличаются большим коэффициентом стабилизации и меньшим выходным сопротивлением.

Структурная схема КСН приведена на рис. VIII.8. Последовательно с нагрузкой включен регулирующий элемент (РЭ), сопротивле-

Рис. VIII.8. Структурная схема КСН.

Рис. VIII.9. Схемы РЭ в виде составного (*а*, *д*) и тройного составного (*б*—*г*, *е* — *з*) транзистора.

ние которого для постоянного тока может изменяться под действием управляющего напряжения $U_у$. Выходное напряжение (или часть его) поступает на измерительный элемент (ИЭ), в котором сравнивается с опорным напряжением. Сигнал рассогласования усиливается УПТ и поступает на РЭ в качестве управляющего напряжения. При повышении входного напряжения или уменьшении тока нагрузки возрастает выходное напряжение и изменяется управляющее напряжение так, что повышается сопротивление РЭ, а выходное напряжение остается в заданном интервале значений. Измерительный элемент выде-

ляет также пульсации выпрямленного напряжения, поступающие на РЭ, который сглаживает их до достаточно малого уровня.

В качестве РЭ при малых токах нагрузки (не более 0,1...0,2 А) используются одиночные транзисторы, при сравнительно больших токах — составные и тройные составные транзисторы (рис. VIII.9). Структура РЭ и способ соединения транзисторов в нем определяют минимальное падение напряжения на РЭ и, следовательно, КПД стабилизатора. Минимальное падение напряжения на составном транзисторе (рис. VIII.9,*а*) находят по формуле

$$U_{\text{РЭ min}} = U_{\text{КЭ2нас}} + U_{\text{ЭБ1}}, \qquad \text{(VIII.1)}$$

где $U_{\text{КЭ2нас}}$ — напряжение коллектор — эмиттер транзистора *VT2* в режиме насыщения; $U_{\text{ЭБ1}}$ — напряжение эмиттер — база транзистора *VT1*; минимальное падение напряжения на тройном составном транзисторе (рис. VIII.9,*б*) — по формуле

$$U_{\text{РЭ min}} = U_{\text{КЭ3нас}} + U_{\text{ЭБ1}} + U_{\text{ЭБ2}}.$$

При включении дополнительного источника напряжения *G1* (рис. VIII.9,*в*, *г*, *е*) минимальное падение напряжения на РЭ уменьшается. Для РЭ, схема которого приведена на рис. VIII.9,*в*, его можно определить по формуле (VIII.1), для РЭ, схема которого приведена на рис. VIII.9,*г*,— $U_{\text{РЭmin}} = U_{\text{КЭ1нас}}$. Применение транзисторов различной структуры (рис. VIII.9,*д*—*з*) позволяет согласовать вход РЭ с выходом УПТ при различных полярностях напряжения питания. Минимальное падение напряжения на РЭ уменьшается также при подключении ИСТ (*G1* на рис. VIII.9,*б*, *ж* и *G2* на рис. VIII.9,*з*). Для РЭ на тройном составном транзисторе (рис. VIII.9,*б*) с ИСТ справедливо соотношение $U_{\text{РЭmin}} = U_{\text{БЭ1}} + U_{\text{БЭ2}} + U_{\text{БЭ3}} + U_{G\text{1min}}$, где $U_{G\text{1min}}$ — минимальное падение напряжения на ИСТ; для РЭ на тройном составном транзисторе с дополнительной симметрией и ИСТ (рис. VIII.9,*ж*) — соотношение $U_{\text{РЭmin}} = U_{\text{БЭ1}} + U_{\text{КЭ2нас}}$. Поскольку $U_{\text{КЭ2нас}} < U_{\text{БЭ}}$, то $U_{\text{РЭmin}}$ имеет меньшее значение при выполнении РЭ на составном транзисторе с дополнительной симметрией.

Включение дополнительного источника напряжения *G1* и ИСТ *G2* (рис. VIII.9,*з*) позволяет получить наименьшее значение падения напряжения на РЭ, которое можно определить по формуле $U_{\text{РЭmin}} = U_{\text{БЭ1}} + U_{\text{КЭ2min}} - U_{\text{в}}$. Выбрав определенным образом значение $U_{\text{в}}$, можно уменьшить $U_{\text{РЭmin}}$ до значения, близкого к $U_{\text{КЭ2нас}}$. Для этого значение $U_{\text{в}}$ должно удовлетворять условию $U_{\text{в}} \geqslant U_{\text{БЭ1}} + U_{\text{КЭ2min}} - U_{\text{КЭ1}}$.

Наиболее простые схемы КСН приведены на рис. VIII.10,*а*, *б*. Коэффициент стабилизации этих стабилизаторов составляет около 30 (при токе нагрузки 40 мА), выходное сопротивление — около 0,5 Ом. Коэффициент стабилизации можно повысить до 75 (при токе нагрузки 40 мА), если включить резистор *R5*. В этом случае изменения входного напряжения передаются на базу транзистора *VT2*, вызывая такое изменение состояния РЭ, которое способствует повышению стабильности выходного напряжения. Однако удовлетворительная работа КСН с резистором *R5* возможна лишь при фиксированных выходном напряжении и токе нагрузки, а также стабильной температуре окружающей среды. В противном случае возможна перекомпенсация (при

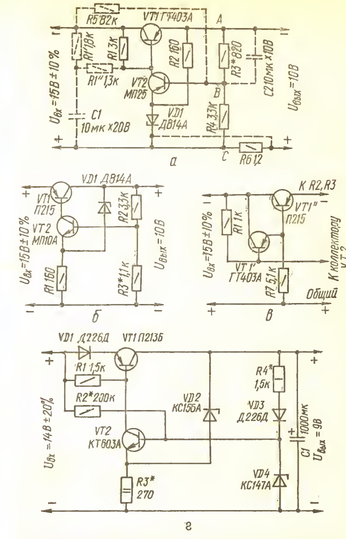


Рис. VIII.10. Схемы КСН с УПТ на транзисторе структуры $p-n-p$ (*а*), $n-p-n$ (*б*) с составным транзистором в РЭ (*в*), с дополнительным КС (*г*).

повышении входного напряжения выходное напряжение будет уменьшаться).

Для уменьшения выходного сопротивления КСН можно ввести ПОС по току нагрузки. Для этого последовательно с нагрузкой включают резистор *R6* (см. рис. VIII.10,*а*), а КС подключают к правому (по схеме) выводу резистора (штриховая линия). При указанном на

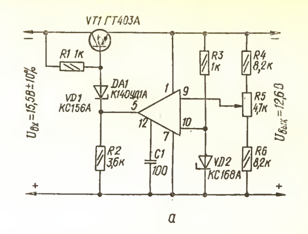
схеме сопротивлении резистора *R6* выходное сопротивление стабилизатора уменьшается до 0,15 Ом. Однако при замене экземпляров транзисторов или изменении температуры влияние ПОС может оказаться чрезмерным и выходное сопротивление стабилизатора станет отрицательным, т. е. произойдет перекомпенсация.

Для уменьшения пульсаций выходного напряжения КСН резистор (см. рис. VIII.10,*а*) шунтируют конденсатором *C2*, сопротивление которого на частоте пульсаций значительно меньше сопротивления резистора. При этом преобладающая часть напряжения пульсаций поступает на вход УПТ, вследствие чего оно больше ослабляется в стабилизаторе. Снижения пульсаций выходного напряжения можно также достичь применением дополнительного сглаживающего фильтра *R1'C1R1"* вместо резистора *R1*. В этом случае напряжение пульсаций уменьшается более чем в 3 раза.

Если необходимо изменить полярность выходного напряжения КСН, используют транзисторы со структурой $n - p - n$, изменив соответственно полярность включения КС, оксидных конденсаторов и входного напряжения. Можно оставить транзистор РЭ со структурой $p - n - p$, включив его по схеме с ОЭ (см. рис. VIII.10,*б*). Такой КСН может не входить в режим стабилизации при отрицательных температурах окружающей среды. Этот недостаток можно устранить, например, включением резистора с сопротивлением несколько килоом между эмиттером и коллектором РЭ или последовательной *RC*-цепочки между входным плюсовым проводом и базой транзистора УПТ. Схема включения составного транзистора в качестве РЭ показана на рис. VIII.10,*в*. Резистор *R7* предназначен для компенсации обратного тока транзистора *VT1"*.

Коэффициент стабилизации КСН можно повысить, если в делителе напряжения вместо одного из резисторов включить КС (рис. VIII.10,*г*). В этом случае напряжение на базе транзистора УПТ (относительно минусового провода) становится стабилизированным, и изменения выходного напряжения передаются на эмиттерный переход этого транзистора без ослабления делителем. Стабилизатор, собранный по схеме, которая приведена на рис. VIII.10,*г*, характеризуется следующими показателями: коэффициент стабилизации не менее 200, выходное сопротивление менее 0,2 Ом, коэффициент ослабления пульсаций около 500, максимальный ток нагрузки 300 мА (определяется сопротивлением резистора *R3*). Выходное напряжение стабилизатора можно изменять подбором стабилитронов (грубо) или включением последовательно с ними диодов в прямом направлении, а также изменением сопротивления резистора *R4* (плавно). Стабилизатор содержит встроенное устройство защиты от короткого замыкания выходной цепи. Транзистор *VT1* должен быть установлен на теплоотводе, имеющем эффективную площадь теплового рассеяния не менее 100 см². Вместо транзистора П213 можно использовать любой из серий П213—П217, а вместо КТ603А — КТ603Б, КТ608. Диод *VD2* можно заменить любым маломощным кремниевым диодом, диод *VD1* — кремниевым диодом с максимально допустимым прямым током не менее 300 мА.

Для повышения коэффициента стабилизации КСН необходимо увеличивать коэффициент усиления УПТ. С этой целью можно применять двухкаскадные УПТ на транзисторах или операционные усилители (ОУ). Схемы КСН с ОУ приведены на рис. VIII.11. Коэффициент стабилизации КСН, схема которого показана на рис. VIII.11,*а*, не менее 1000, максимальный ток нагрузки 40 мА. Если необходимо получить выходное напряжение 9 В, следует в качестве *VD1* применить КС147А, в качестве *VD2* — КС156А. В этом случае входное напряжение может изменяться в пределах 11...14 В. Коэффициент стабилизации КСН,



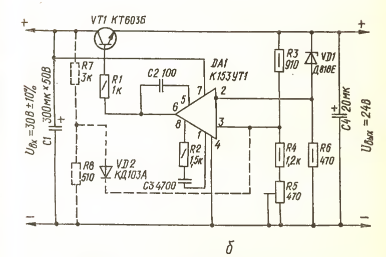


Рис. VIII. 11. Схемы КСН с УПТ на основе ОУ типов К140УД1А (*а*) и К153УТ1 (*б*).

собранного по схеме на рис. VIII.11,*б*, не менее 6000, выходное сопротивление около 8 мОм.

В некоторых случаях КСН с ОУ не выходит на режим стабилизации при включении питания, и напряжение на его выходе остается близким к нулю. Причиной этого явления может быть напряжение смещения ОУ. При определенной полярности и достаточно большом значении этого напряжения выходной каскад ОУ оказывается в насыщении, и напряжение на выходе ОУ составляет лишь десятые доли вольта, что недостаточно для открывания транзистора РЭ. Поэтому в некоторых случаях приходится подбирать экземпляр ОУ. Избавиться от необходимости подбора ОУ можно, включив дополнительный делитель напряжения на вход стабилизатора и соединив его выход через

кремниевый диод с неинвертирующим входом ОУ (см. рис. VIII.11,*б*). Следует выбирать диод с малым обратным током. Сопротивления дополнительного делителя напряжения должны удовлетворять следующим неравенствам [19]:

$$U_{\text{вх min}} R8/(R7 + R8) > U_{\text{д max}} + U_{\text{см max}};$$
$$U_{\text{вх max}} R8/(R7 + R8) < U_3,$$

где $U_{\text{вх min}}$ и $U_{\text{вх max}}$ — минимальное и максимальное входные напряжения стабилизатора; $U_{\text{д max}}$ — максимальное падение напряжения на диоде *VD2*; $U_{\text{см max}}$ — максимальное напряжение смещения ОУ (см. табл. V. 5); U_3 — напряжение на неинвертирующем входе ОУ при номинальном режиме стабилизатора.

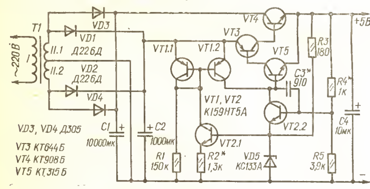


Рис. VIII. 12. Схема КСН с повышенным КПД.

Задача повышения КПД КСН особенно важна, когда требуется малое напряжение (не более 5 В) на нагрузке и сравнительно большой ток в нагрузке (порядка 5 А и более). Повышение КПД может быть достигнуто путем уменьшения пульсаций входного напряжения. Однако при этом возрастают требования к фильтру выпрямителя, что влечет за собой увеличение габаритных размеров блока питания. Другой путь повышения КПД — уменьшение падения напряжения на РЭ (см. с. 550). Схема КСН, в котором реализуется этот способ, приведена на рис. VIII.12. УПТ собран на транзисторе *VT2.2*, ИСТ — на транзисторе *VT2.1* и диоде *VD5*. Для уменьшения рабочего напряжения ИСТ применено так называемое «токовое зеркало» на паре транзисторов *VT1*. Необходимая идентичность этой пары достигается применением интегральной транзисторной сборки. Режим ИСТ устанавливается резистором *R2* равным 2 мА. Требуемое вспомогательное напряжение получается с помощью дополнительного выпрямителя на диодах *VD1*, *VD2* и приложено относительно общего провода. Ток нагрузки этого выпрямителя примерно в $h_{21э}$ раз меньше, чем основного, поэтому уровень пульсаций пренебрежимо мал. Номинальное напряжение на обмотке *II* трансформатора, при котором достигается максимальный КПД, составляет 7,8 В при токе нагрузки 5 А. Коэффициент стабилизации зависит от коэффициентов передачи тока $h_{21э}$ используемых транзисторов и находится в пределах 100...250. Пульсации выходного напряжения не превышают 10 мВ [11].

Плавная регулировка выходного напряжения КСН может осуществляться с помощью переменного резистора в делителе напряжения обратной связи (см. рис. VIII.11,*а*). Если требуется линейное регулирование выходного напряжения, вывод *9* ИМС соединяют с точкой соединения резисторов *R5* и *R6*, а в качестве *R4* применяют переменный резистор.

Другие способы улучшения показателей качества КСН описаны в [8].

В КСН, предназначенных для работы в широком интервале температур, необходимо применять термокомпенсацию изменений опорного напряжения на КС и напряжения обратной связи. Способы термокомпенсации ППС описаны на с. 545. Для термокомпенсации изменений

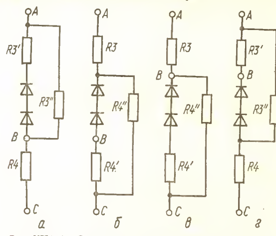


Рис. VIII. 13. Схемы включения полупроводниковых диодов для термокомпенсации изменений выходного напряжения.

напряжения обратной связи можно использовать терморезисторы (см. гл. II, п. 7) или стабилитроны, включенные в прямом направлении. Терморезисторы могут быть включены (в зависимости от знака изменения ТКС терморезистора) в верхнее или нижнее (по схеме) плечо делителя напряжения обратной связи (см. рис. VIII.10,*а*, *б* и VIII.11). Так, при использовании КС с положительным температурным коэффициентом напряжения стабилизации следует включать терморезисторы с отрицательным ТКС (термисторы) в верхнее плечо последовательно или параллельно. Сопротивление терморезистора подбирают для каждого стабилизатора.

Схемы включения диодов (или КС в прямом направлении) в делитель напряжения обратной связи для термокомпенсации приведены на рис. VIII.13, где *A*, *B*, *C* — точки подключения делителя в КСН (см. рис. VIII.10,*а*). В случае положительного температурного коэффициента выходного напряжения КСН следует применять схемы, приведенные на рис. VIII.13,*а*, *б*, в случае отрицательного — схемы, приведенные на рис. VIII.13,*в*, *г*. Точную подгонку термокомпенсации выполняют экспериментально, изменяя сопротивления резисторов *R3″* и *R4″*. Чтобы выходное напряжение КСН оставалось постоянным, необходимо при уменьшении сопротивлений *R3″* и *R4″* увеличивать сопротивления *R3′* и *R4′*, и наоборот.

Возможно самовозбуждение КСН, особеиио тогда, когда используются составные транзисторы в РЭ и многокаскадные УПТ. Устойчивость КСН повышается, если параллельно выходу включен конденсатор большой емкости (100...1000 мкФ). В КСН с однокаскадным УПТ самовозбуждение можно устранить, подключая между коллектором и базой транзистора УПТ конденсатор емкостью 1000 пФ...0,05 мкФ. Емкость этого конденсатора может быть тем меньше, чем больше емкость конденсатора на выходе КСН. В некоторых случаях самовозбуждение удается устранить шунтированием участка база — эмиттер одного из транзисторов, входящих в составной транзистор, конденсатором емкостью порядка десятых долей или единиц микрофарад. Для повышения устойчивости КСН все провода, подключаемые к положительной и отрицательной шинам, следует подсоединять непосредственно к выходным клеммам. Чтобы не увеличивать выходное сопро-

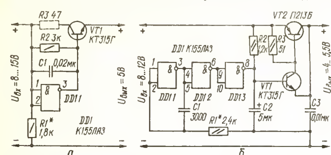


Рис. VIII. 14. Схемы стабилизаторов постоянного иапряжения с логическими элементами:
а — простейшего; *б* — с повышенным коэффициентом стабилизации.

тивление стабилизатора, монтаж цепи, по которой протекает ток нагрузки, необходимо выполнять достаточно толстыми проводами.

Стабилизаторы напряжения с логическими элементами. Схемы стабилизаторов напряжения, в которых используются логические элементы, приведеиы иа рис. VIII.14. В простейшей схеме (рис. VIII.14,*а*) используется один логический элемент (ЛЭ) И — НЕ в качестве УПТ и источника опорного напряжения, причем источником опорного напряжения являются *p* — *n*-переходы многоэмиттерного транзистора. Точиая подгонка выходного иапряжения стабилизатора осуществляется подбором резистора *R1*. В стабилизаторе можно использовать и другие ЛЭ (НЕ, И — ИЛИ — НЕ любой серии ТТЛ). Для ИМС серий К133 и К155 сопротивление резистора *R1* находится в пределах 1,6...2,4 кОм, для ИМС серий К130 и К131 — в пределах 1,2...1,8 кОм, серии К134— в пределах 8...12 кОм [1].

Сопротивление резистора *R3*, являющегося нагрузкой УПТ, желательно выбрать возможно большим. При этом должны выполняться условия

$$R3 < 0{,}8\,(U_{\text{вх min}} - U_{\text{вых}} - 0{,}7)\,h_{21Э}/I_{\text{н max}};\qquad\text{(VIII.2)}$$
$$R3 > (U_{\text{вх max}} - U_{\text{вых}} - 0{,}7)/I_{\text{н max}},$$

где $U_{\text{вых}}$ — выходное напряжение стабилизатора; $I_{\text{н max}}$ — максимальный ток нагрузки; $h_{21Э}$ — статический коэффициент передачи

тока транзистора при токе коллектора $I_К = I_{н\,max}$; $U_{вх\,min}$ и $U_{вх\,max}$ — минимальное и максимальное значения входного напряжения с учетом пульсаций и нестабильности напряжения сети.

Значения $U_{вх\,min}$ и $U_{вх\,max}$ можно вычислить по формулам

$$U_{вх\,min} = (U_{вх} - 0{,}5U_{mn})(1 - \Delta_1); \quad U_{вх\,max} = (U_{вх} + 0{,}5U_{mn})(1 + \Delta_2),$$

где $U_{вх}$ — номинальное значение входного напряжения; U_{mn} — удвоенная амплитуда напряжения пульсаций; Δ_1 и Δ_2 — допустимые относительные уменьшение и увеличение входного напряжения.

Транзистор *VT1* выбирают так, чтобы его максимально допустимый ток коллектора был больше максимального тока нагрузки стабилизатора, а максимально допустимая рассеиваемая мощность была больше мощности, рассеиваемой при максимальном входном напряжении и максимальном токе нагрузки: $P_{К\,max} > P_{рас} \approx [U_{вх}(1 + \Delta_2) - U_{вых}]\,I_{н\,max}$. Кроме того, коэффициент передачи тока базы должен быть возможно большим, а напряжение насыщения — малым (не более 1 В). В зависимости от конкретных условий могут быть применены транзисторы КТ315Б, КТ315Г, МП38А, ГТ404Б, ГТ404Г, КТ503Б, КТ503Г, КТ815А—КТ815В.

Если условия (VIII.2) противоречат одно другому, следует выбрать транзистор с бо́льшим значением $h_{21Э}$ или применить составной транзистор. В последнем случае в формулу (VIII.2) нужно подставлять произведение коэффициентов передачи тока обоих транзисторов. Если используется высокочастотный транзистор с большим значением коэффициента $h_{21Э}$ (более 150), стабилизатор возбуждается при любой емкости конденсатора *C1*. Возбуждение можно устранить, подключив конденсатор параллельно резистору *R1*. При этом следует учитывать, что чем меньше емкость конденсатора, тем слабее проявляются кратковременные всплески выходного напряжения в момент включения стабилизатора или отключения большей части нагрузки.

Для уменьшения рассеиваемой транзистором мощности следует выбирать меньшие значения входного напряжения. Если такой возможности нет, можно включить резистор *R2*. Его сопротивление подбирают экспериментально при максимальном токе нагрузки и минимальном входном напряжении, увеличивая от нуля до тех пор, пока не наступит заметное уменьшение выходного напряжения и резкое возрастание пульсаций. При уменьшении входного напряжения приходится уменьшать также сопротивление резистора *R3*, что приводит к снижению коэффициента стабилизации. Повысить коэффициент стабилизации можно, увеличивая коэффициент усиления УПТ путем добавления ЛЭ (рис. VIII.14,*б*), содержащихся в той же ИМС *DD1*. Вместо транзистора типа П213Б можно использовать кремниевые транзисторы со структурой $p - n - p$ (например, типа КТ814А—КТ814Г, КТ816А—КТ816Г), но имеющие малое напряжение насыщения и большой коэффициент передачи тока $h_{21Э}$. В этом случае сопротивление резистора *R3* необходимо увеличить до 510 Ом.

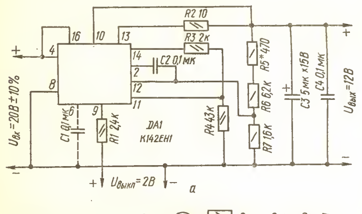
Основные параметры КСН с ЛЭ приведены в табл. VIII.6. К недостаткам этих стабилизаторов следует отнести ограниченные пределы выходного напряжения и рабочей температуры (± 10 °С).

Компенсационные стабилизаторы напряжения на основе ИМС серии К142 (см. гл. V). Если максимальный ток нагрузки стабилизатора не превышает максимальный выходной ток ИМС, стабилизатор собирают по схеме, приведенной на рис. VIII.15,*а*. Тип ИМС выбирают с помощью табл. V.6. Сумму сопротивлений резисторов *R5* и *R6*

Таблица VIII.6. Основные параметры КСН с логическими элементами [1]

Схема стабилизатора (номер рисунка)	Тип транзистора	Максимальный ток нагрузки, мА	Номинальное входное напряжение, В	Коэффициент стабилизации	Выходное сопротивление, Ом
VIII.14, *а*	КТ315Г*	40	7	50	0,15
		40	12	100	0,1
	ГТ404Г	200	12	80	0,3
VIII.14, *б*	П213, КТ315Г	1000	8,5	70	0,02

* С коэффициентом передачи тока $h_{21Э} = 150$.



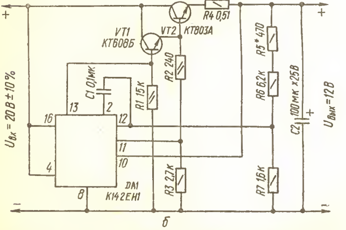


Рис. VIII.15. Схемы КСН на ИМС для малого (*а*) и большого (*б*) токов нагрузки.

определяют по формуле $R5 + R6 = (U_{вых} - 2{,}4)\ R7/2{,}4$, где $R7 = 1{,}2 \ldots 1{,}8$ кОм. Для нормальной работы устройства защиты стабилизатора от перегрузок по току сопротивления резисторов $R2$ и $R4$ определяют по формулам: $R2 = 0{,}5/I_{доп}$; $R4 = (U_{вых} + 0{,}5)\ /0{,}3$, где $I_{доп}$ — ток нагрузки, при котором срабатывает защита. Значение $I_{доп}$ должно быть гораздо больше номинального (максимального) тока нагрузки, но не должно превышать максимально допустимого для ИМС значения (см. табл. V.6). Стабилизатор, собранный по схеме на рис. VIII.15,*а*, можно включать дистанционно. Для этого подается напряжение $U_{выкл} = 2$ В. Коэффициент стабилизации равен 150, выходное сопротивление не превышает 0,1 Ом (при токе нагрузки 5... ...20 мА). Защитное устройство срабатывает при токе нагрузки около 50 мА и возвращает стабилизатор в рабочий режим после снятия перегрузки.

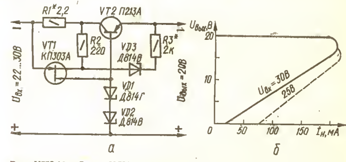


Рис. VIII.16. Схема КСН с ограничением тока РЭ (*а*) и его нагрузочная характеристика (*б*).

При токах нагрузки, превышающих максимальный выходной ток ИМС, необходимо использовать внешние транзисторы РЭ. Схема такого стабилизатора приведена на рис. VIII.15,*б*. Соотношение сопротивлений резисторов $R2$ и $R3$ должно быть таким, чтобы при номинальном токе нагрузки 0,5 А напряжение между выводами *10* и *11* ИМС было близко к нулю. При номинальном токе нагрузки коэффициент стабилизации 100. При отключении нагрузки выходное напряжение возрастает на 0,1 %. Устройство защиты срабатывает при токе нагрузки 1,15 А. При этом выходное напряжение скачком уменьшается до 3 В. При токе нагрузки 1,1 А стабилизатор автоматически возвращается в нормальный режим работы.

Устройства защиты стабилизаторов напряжения от перегрузок можно разделить на встроенные, воздействующие на РЭ стабилизатора, и автономные, содержащие отдельный ключевой элемент, а также на устройства защиты от короткого замыкания выходной цепи и устройства защиты от перегревания транзистора РЭ. Обычно к стабилизаторам с защитой от короткого замыкания выходной цепи предъявляется требование автоматического возврата в рабочий режим после устранения перегрузки. В некоторых случаях допускается кратковременное отключение стабилизатора от выпрямителя для восстановления рабочего режима.

Ограничение тока короткого замыкания выходной цепи стабилизатора может быть достигнуто путем ограничения тока базы транзистора РЭ. Этот способ использован в стабилизаторе, схема которого приведена на рис. VIII.7,*г*. Однако в стабилизаторах со сравнительно

большим выходным напряжением при коротком замыкании выходной цепи резко возрастает мощность, рассеиваемая транзистором РЭ, что особенно опасно для сплавных германиевых транзисторов, у которых сильно выражен эффект саморазогрева. Более совершенную защиту от короткого замыкания имеет стабилизатор, схема которого приведена на рис. VIII.16,*а* [6]. Выходной ток транзистора *VT2* ограничен на уровне 0,22А путем ограничения тока базы. Однако при некотором достаточно большом токе нагрузки и соответствующем напряжении коллектор — эмиттер *VT2* открывается КС *VD3*. При этом возрастает напряжение на резисторе *R2*, что приводит к запиранию транзистора *VT1*, а значит и транзистора *VT2*. Этот процесс протекает лавинообразно. Сопротивление резистора *R3* подбирают так, чтобы запирание транзисторов происходило при $U_{вх} = 30$ В. Тогда при $U_{вх} < 30$ В тока, протекающего по цепи *R2VD3R3*, уже не хватает для закрывания транзисторов, и выходной ток при коротком замыкании нагрузки не достигает нуля, что и требуется для восстановления рабочего режима стабилизатора после устранения перегрузки. Нагрузочная характеристика стабилизатора показана на рис. VIII.16,*б*. Коэффициент стабилизации 240, выходное сопротивление 1,5 Ом, коэффициент ослабления пульсаций 1000, ток короткого замыкания 25...75 мА. Мощность, рассеиваемая транзистором *VT2* при наихудшем режиме (сопротивлении нагрузки 50...70 Ом), не превышает 2,8 Вт. Максимальный ток нагрузки можно увеличить до 1...1,5 А, если применить в РЭ составной транзистор.

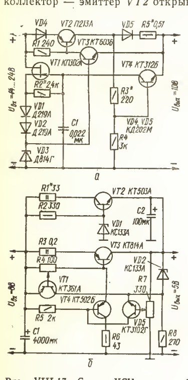


Рис. VIII.17. Схемы КСН с защитой от перегрузок по току.

Наиболее просто получить требуемый ток короткого замыкания выходной цепи стабилизатора путем включения резистора параллельно РЭ. Однако через этот резистор ток протекает и в рабочем режиме, что ухудшает параметры стабилизатора. Способ неполного закрывания РЭ лучше, но в этом случае ток короткого замыкания нестабилен (зависит от температуры окружающей среды и транзистора РЭ), и может произойти перегрев транзистора РЭ. Этот способ реализован в стабилизаторе, схема которого приведена на рис. VIII.10,*г* [7]. Ток короткого замыкания не превышает 60 мА. Он зависит от запускающего тока, который определяется сопротивлением резистора *R2* и полностью протекает через эмиттерный переход *VT2*, поскольку путь через нагрузку ему закрыт диодом *VD3*, а КС *VD4* в первый момент после включения стабилизатора также закрыт. Такая схема обеспечивает надежный запуск стабилизатора при весьма

малом токе через резистор *R2* (порядка десятков микроампер). При этом параметры стабилизатора практически не ухудшаются, поскольку в рабочем режиме этот ток замыкается через малое сопротивление открытого КС *VD4*.

Способ неполного закрывания РЭ применен и в ГКСН, схемы которых приведены на рис. VIII.17. В первом стабилизаторе (рис. VIII.17,*а*) КС *VD3*, на котором образуется опорное напряжение, питается от источника стабильного тока на ПТ *VT1*. Основные элементы устройства защиты при коротком замыкании цепи нагрузки — транзистор *VT4* и датчик тока *R5VD5*, на котором выделяется сигнал перегрузки. Соотношение сопротивлений резисторов *R3* и *R4* выбирают так, чтобы при номинальном токе нагрузки транзистор *VT4* был закрыт и не влиял на работу стабилизатора. При увеличении тока нагрузки возрастает напряжение между базой и эмиттером транзистора *VT4*, поскольку становится бо́льшим напряжение на резисторе *R5*. При некотором значении тока нагрузки транзистор *VT4* начнет открываться. Ток этого транзистора, протекая через резистор *R2*, создает на нем напряжение, запирающее транзистор *VT1*, что приводит к запиранию транзисторов *VT2* и *VT3* и резкому уменьшению тока нагрузки. Падение напряжения около 0,7 В на диоде *VD4* способствует надежному запиранию транзистора *VT2* даже при повышенных температурах его корпуса (до +45 °С). Стабилизатор устойчив к повышению температуры. Срабатывание устройства защиты не зависит от входного напряжения. Коэффициент стабилизации 240 (при токе нагрузки до 0,5 А), максимальный ток нагрузки 1 А, выходное сопротивление 0,08 Ом при токе нагрузки от 0,02 до 0,5 А и около 0,03 Ом при токе нагрузки 0,5...1 А, коэффициент ослабления пульсаций 1000, ток короткого замыкания около 60 мА.

Для налаживания устройства защиты подключают к выходу стабилизатора реостат и подбирают резистор *R3* так, чтобы срабатывание происходило при токе 1,2...1,25 А. Затем уменьшают сопротивление реостата до нуля и подбирают резистор *R2* так, чтобы ток короткого замыкания был равен 60...70 мА. При токе меньшем 60 мА стабилизатор может не возвращаться в рабочий режим после снятия перегрузки.

В стабилизаторе напряжения, схема которого приведена на рис. VIII.17,*б*, ток короткого замыкания фиксирован дополнительным узлом на транзисторе *VT2* и практически не зависит от температуры. Узел защиты от перегрузки по току выполнен на транзисторе *VT1*, а собственно стабилизатор — на транзисторах *VT3*—*VT5*. Коэффициент стабилизации около 200, выходное сопротивление не более 0,2 Ом, максимальный ток нагрузки 1 А. Выходное напряжение можно изменять при помощи переменного резистора *R7* в пределах от 4,2 В до значения, при котором насыщается транзистор РЭ *VT3*. Это значение примерно на 1,2 В меньше входного напряжения.

При перегрузке по току увеличивается падение напряжения на резисторе *R3*. При этом уменьшается напряжение на базе транзистора *VT3*, что вызывает приоткрывание транзистора *VT1*, призакрывание транзистора *VT5* и переход стабилизатора в режим ограничения тока нагрузки. Порог ограничения тока устанавливают при помощи резистора *R4*. При дальнейшем увеличении перегрузки стабилизатор отключается.

Ток самовозврата в режиме короткого замыкания протекает через транзистор *VT2*, который насыщен. Этот ток ограничен резистором *R1*. При устранении короткого замыкания в нагрузке появляется напряжение на выходе, которое приоткрывает транзистор *VT5*, и стабилизатор переходит в рабочий режим. Транзистор *VT2* запирается.

поскольку напряжение на его базе меньше номинального выходного напряжения.

Вместо транзистора КТ361А можно использовать любой из серий КТ361, КТ502, КТ208 или КТ203А, КТ203Б, вместо КТ503А — любой из серий КТ503, КТ815 или КТ630А, КТ630Б, вместо КТ814А — любой из серий П214—П217, КТ816, вместо КТ502Б — любой из серий КТ502, КТ626, КТ814, вместо КТ3102Г — любой из серий КТ315, КТ342, КТ3102. Транзистор *VT5* следует выбрать с наиболее высоким статическим коэффициентом передачи тока. Для улучшения термостабильности выходного напряжения желательно осуществить тепловой контакт транзистора *VT5* и КС *VD2*. Транзистор *VT3* следует установить на теплоотвод площадью не менее 100 см². Для термостабилизации узла защиты необходим тепловой контакт между транзисторами *VT1* и *VT3* [6].



Рис. VIII.18. Схема КСН с узлом тепловой защиты транзистора.

Защита транзистора РЭ от перегрева (тепловая защита) осуществляется с помощью узла с тепловой обратной связью, состоящего из датчика температуры и усилителя сигнала датчика. Датчик температуры монтируют на корпусе транзистора РЭ или, в крайнем случае, на его радиаторе так, чтобы достичь наилучшего теплового контакта с транзистором. Усиленный сигнал датчика воздействует на транзистор РЭ, изменяя режим работы стабилизатора. Наиболее простые узлы защиты от перегрева, предназначенные для ограничения сверху температуры транзистора РЭ. Узлы, отключающие стабилизатор при перегреве транзистора РЭ, более сложны, но и более эффективны. В них управляющий сигнал появляется скачком при достижении заданной температуры.

Датчиком температуры может служить терморезистор, диод, стабилитрон, транзистор и др. Транзистор как датчик температуры отличается широкими пределами рабочих температур, хорошей повторяемостью тепловой характеристики при заданном напряжении на эмиттерном переходе, высокой чувствительностью, удобством крепления на объекте контроля температуры. С повышением температуры эмиттерного перехода напряжение открывания транзистора линейно уменьшается. Если же напряжение стабилизировать, то с повышением температуры ток эмиттера будет увеличиваться по закону, близкому к экспоненциальному. Эта особенность транзисторов может быть использована в узлах тепловой защиты.

Схема КСН с простейшим узлом тепловой защиты приведена на рис. VIII.18,*а*. Узел защиты состоит из датчика температуры (транзистор *VT1*) и элементов *C1*, *R2*. Резистором *R2* можно регулировать напряжение на базе транзистора *VT1*, определяющее температуру срабатывания $t_{ср}$ узла тепловой защиты. Транзистор РЭ *VT2* и транзистор-датчик установлены на общем теплоотводе — дюралюминиевой пластине размерами 120 × 110 × 5 мм на расстоянии 10 мм один от другого. Между транзисторами и пластиной помещена теплопроводящая силиконовая паста.

Сразу после включения стабилизатора транзистор *VT1* закрыт. При повышении температуры транзистора *VT2* (а значит, и *VT1*) уменьшается напряжение открывания транзистора *VT1*, и при достижении некоторой температуры, меньшей $t_{ср}$, он откроется. С этого момента ток, протекающий через резистор *R1*, разветвляется на три направления. При дальнейшем повышении температуры ток коллектора транзистора *VT1* увеличивается, а ток через дифференциальный усилитель уменьшается. При достижении температуры, равной $t_{ср}$, ток, втекающий в дифференциальный усилитель, уменьшится до нуля. С этого момента начинается ограничение тока базы транзистора *VT2*, а следовательно, и тока нагрузки стабилизатора. При неизменном сопротивлении нагрузки ограничиваются и выходное напряжение и мощность, рассеиваемая на транзисторе *VT2*[1]. Если по какой-либо причине увеличивается температура транзистора *VT2*, мощность, рассеиваемая на нем, будет уменьшаться до прекращения разогрева, т. е. до достижения теплового равновесия системы.

Анализ экспериментально снятых зависимостей выходного напряжения стабилизатора от температуры корпуса транзистора *VT2* [13] показал, что скорость уменьшения выходного напряжения от температуры $dU_{вых}/dt$ сравнительно невелика. Это обусловлено небольшим увеличением угла защиты. Скорость $dU_{вых}/dt$ уменьшается с увеличением температуры, поскольку уменьшается опорное напряжение на стабисторе *VD1*. Этот недостаток можно устранить, если применить отдельный стабилизатор для питания узла защиты. Температура срабатывания узла защиты зависит от входного напряжения, поскольку при изменении входного напряжения изменяется ток через резистор *R1*. Уменьшить влияние входного напряжения на работу узла защиты можно, применив вместо резистора *R1* источник стабильного тока на ПТ. При этом повысится коэффициент стабилизации напряжения.

На рис. VIII.18,*б* приведена схема узла тепловой защиты, состоящего из датчика температуры *VT1* и усилителя на транзисторе *VT2*. Напряжение, определяющее температуру срабатывания узла защиты, вырабатывается из входного напряжения. Значение $t_{ср}$ можно изменять с помощью переменного резистора. Конденсатор *C2** препятствует возникновению самовозбуждения в стабилизаторе. Узел тепловой защиты отличается повышенной скоростью $dU_{вых}/dt$ и малой зависимостью температуры срабатывания от входного напряжения. Если требуется полное отключение стабилизатора при перегреве транзистора РЭ, можно применить узел тепловой защиты с триггером Шмитта [13].

Импульсные (ключевые) стабилизаторы напряжения (ИСН) представляют собой преобразовательные устройства, содержащие ключевой РЭ с узлом управления (модулятор), который в процессе регулирования напряжения изменяет скважность импульсов на выходе ключевого РЭ, и накопители энергии (дроссель и конденсатор), выполняющие функции сглаживающего фильтра (демодулятор). ИСН отличаются от стабилизаторов непрерывного действия значительно меньшими потерями в силовом РЭ, намного более высоким КПД, меньшими размерами и массой. Недостаток ИСН состоит в том, что при неправильном конструктивном исполнении они могут являться источником импульсных помех. Преимущества ИСН особенно ощутимы при широких пределах изменения входного напряжения.

По принципу действия различают релейные (двухпозиционные) ИСН и ИСН с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Релейные

[1] Иногда рассеиваемая мощность сначала незначительно увеличивается, а потом уменьшается.

ИСН представляют собой устройства автоматического регулирования, в которых РЭ переключается из открытого состояния в закрытое и обратно, когда изменяющееся во времени выходное напряжение стабилизатора достигает соответственно порога срабатывания и отпускания релейного элемента, управляющего РЭ. Частота переключения может изменяться в широких пределах, что является недостатком. Релейные ИСН характеризуются бо́льшим быстродействием и допускают бо́льший уровень пульсаций напряжения на входе, однако характеризуются относительно высоким коэффициентом пульсаций выходного напряжения (до 10...20 %).

В ИСН с ШИМ в процессе регулирования напряжения изменяется соотношение между длительностями открытого и закрытого состояний РЭ, а частота переключений остается постоянной. Эти стабилизаторы отличаются более высоким коэффициентом стабилизации, однако содержат большее число элементов.

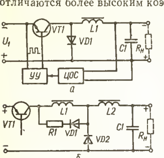


Рис. VIII.19. Упрощенные схемы релейного ИСН.

На рис. VIII.19,*а* приведена упрощенная схема релейного ИСН, в котором регулирующий транзистор включен последовательно с нагрузкой. На базу транзистора подаются импульсы от узла управления (УУ). Скважность импульсов изменяется под действием сигнала, поступающего по цепи обратной связи (ЦОС) с выхода стабилизатора. Дроссель и конденсатор преобразуют однополярные прямоугольные импульсы, возникающие на коллекторе транзистора, в напряжение постоянного тока.

В момент, когда транзистор открывается, на вход *LC*-фильтра поступает напряжение со входа стабилизатора. Диод закрывается, в дросселе начинает возрастать ток, достигающий максимального значения к моменту запирания транзистора. Накопление энергии в дросселе и конденсаторе приводит к некоторому увеличению выходного напряжения U_2. В момент закрывания транзистора открывается диод, образуя замкнутую цепь для тока дросселя. При этом энергия, накопленная в дросселе, начинает поступать в нагрузку. На интервале времени, когда транзистор закрыт, выходное напряжение несколько снижается.

Дроссель и диод можно поменять местами. В этом случае при открывании транзистора диод закрыт, нагрузка с конденсатором отключена от источника питания, происходит накопление избыточной энергии в дросселе. При закрытом транзисторе избыточная энергия отдается в нагрузку и конденсатор через открытый диод. В таком ИСН выходное напряжение может быть больше входного, причем полярности входного и выходного напряжений противоположны, однако выходное сопротивление стабилизатора больше.

Обычно частота переключения ИСН находится в пределах 5...50 кГц при выходной мощности 5...100 Вт. При повышении частоты переключения улучшаются динамические характеристики стабилизатора, уменьшаются габаритные размеры и масса сглаживающего фильтра, однако возрастают потери в элементах и уменьшается КПД стабилизатора.

Коммутационная перегрузка транзистора по току (соотношение импульсного тока коллектора и тока нагрузки) определяется инерционностью диода и зависит от свойств транзистора. Перегрузка будет тем

больше, чем лучше импульсные свойства транзистора и хуже импульсные свойства диода. Так, например, если применены транзистор типа ГТ905А или КТ908А и диод типа КД201А, амплитуда тока коллектора может в 5...10 раз превышать ток нагрузки [16]. При этом транзистор плохо используется по току. Для уменьшения перегрузки транзистора по току вводятся дополнительные токоограничивающие элементы (рис. VIII.19,*б*). Дополнительный дроссель *L1* уменьшает скорость нарастания тока коллектора, в результате чего уменьшается его амплитуда. Резистор способствует полному закрыванию диода *VD1* к моменту очередного открывания транзистора.

Практическая схема релейного ИСН, предназначенного для питания цифровых устройств на ИМС, приведена на рис. VIII.20. Максимальный ток нагрузки стабилизатора 4 А, напряжение пульсаций выходного напряжения не более 50 мВ, КПД не менее 60 % (более

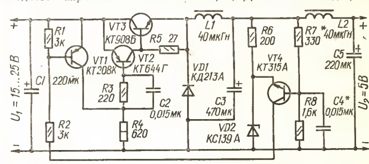


Рис. VIII.20. Схема релейного ИСН для питания цифровых устройств на ИМС.

75 % при токе нагрузки свыше 1 А и входном напряжении 15 В). При входном напряжении 15 В и изменении тока нагрузки от 0,5 до 3,5 А выходное напряжение возрастает на 0,5...1,5 % (в зависимости от тока нагрузки). При импульсной нагрузке стабилизатора возникают выбросы выходного напряжения, обусловленные переходными процессами в фильтре *L2C5*, с амплитудой не более 0,4 В.

При подаче входного напряжения возникает ток в цепи базы составного транзистора *VT2*, *VT3*, и он открывается. Цепочка *R3C2* способствует форсированному открыванию. Происходит заряд накопительного конденсатора *C3* через составной транзистор и дроссель *L1*. Когда напряжение на *C3* достигнет некоторого уровня U_1, открываются транзисторы *VT4* и *VT1*. Транзистор *VT1* насыщается, и через него к эмиттерному переходу *VT2* подключается конденсатор *C2* в закрывающей полярности, что способствует быстрому запиранию составного транзистора. После закрывания составного транзистора открывается диод *VD1*, который замыкает цепь уменьшающегося тока через дроссель *L1*. Когда ток через дроссель *L1* сравняется с током нагрузки, начинает уменьшаться напряжение на накопительном конденсаторе *C3* (энергия, запасенная в конденсаторе, поступает в нагрузку). При некотором значении этого напряжения U_2 транзисторы *VT4* и *VT1* закрываются, а *VT2* и *VT3* — открываются, и ток в дросселе *L1* начинает снова увеличиваться, диод *VD1* закрывается. Напряжение на конденсаторе *C3* продолжает уменьшаться до значения U_3 ($U_3 < U_2 < U_1$), которое соответствует моменту равенства токов в дросселе и нагрузке. Начиная с этого момента напряжение на конденсаторе *C3* снова увеличивается, и цикл работы стабилизатора повторяется. Кон-

денсатор *C4* необходим для создания на базе транзистора *VT4* необходимого фазового сдвига сигнала обратной связи, который определяет частоту следования рабочих циклов. Фильтр *L2C5* уменьшает пульсации выходного напряжения.

Поскольку транзистор *VT3* и диод *VD1* работают в ключевом режиме, рассеиваемая на них мощность мала. Установка этих элементов на теплоотводах необходима только в случае, если предполагается длительная работа стабилизатора при токе нагрузки более 3,5 А. Чтобы уменьшить выбросы выходного напряжения при импульсной нагрузке, необходимо увеличить емкость конденсатора *C5* либо исключить фильтр *L2C5*, увеличив емкость конденсатора *C3* (в 8...10 раз).

Дроссели можно выполнить на броневых магнитопроводах типа Б22 из феррита марки 200НМ. Дроссель *L1* содержит 18 витков жгута из семи проводов ПЭВ-1 0,35, дроссель *L2* — 9 витков жгута из 10

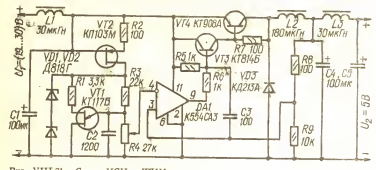


Рис. VIII.21. Схема ИСН с ШИМ.

таких же проводов. Между чашками магнитопровода дросселя *L1* должна быть помещена прокладка из изоляционного материала толщиной 0,8 мм, между чашками дросселя *L2* — толщиной 0,2 мм. Центральный винт, скрепляющий чашки, должен быть из немагнитного материала. Конденсаторы *C1* и *C3*, работающие при больших импульсах тока, должны быть оксидные типа К52-1. Транзистор *VT2* может быть типа КТ644 или КТ626 с любым буквенным индексом. Указания по налаживанию стабилизатора приведены в [12].

Схема ИСН с ШИМ приведена на рис. VIII.21. В нем применен компаратор (узел сравнения) *DA1* с открытым коллектором, в котором сравниваются образцовое пилообразное напряжение, подаваемое на инвертирующий вход, и часть выходного напряжения с делителя напряжения *R8R9*, подаваемая на неинвертирующий вход. Пилообразное напряжение вырабатывает генератор на однопереходном транзисторе *VT2*, питающийся стабилизированным напряжением, снимаемым со стабилитронов *VD1*, *VD2*. Для повышения стабильности этого напряжения применен источник тока на ПТ *VT1*. На входе и выходе стабилизатора включены фильтры. Конденсатор *C3* устраняет паразитную генерацию.

Если выходное напряжение больше определенного значения, ключевой составной транзистор *VT3*, *VT4* закрыт. Как только пилообразное напряжение превысит напряжение на резисторе *R9*, выходное напряжение компаратора откроет этот транзистор. После спада пилообразного напряжения транзистор закрывается, и дроссель *L2* отдает энергию через открывшийся мощный диод *VD3* в нагрузку. При открывании транзистора *VT3*, *VT4* закрывается диод.

В стабилизаторе можно использовать компараторы типов К554САЗА, К554САЗБ или К521САЗ. Транзистор КТ908А можно заменить любым другим мощным высокочастотным кремниевым транзистором структуры $n-p-n$ или мощным низкочастотным из серий КТ805, КТ808 или КТ819. При использовании низкочастотного транзистора тепловые потери в нем возрастут. При токе нагрузки не более 1 А транзистор *VT4* может работать без теплоотвода. Транзистор *VT3* может быть любым из серии КТ814. Диод типа КД213А можно заменить любым другим из этой серии.

Дроссели *L1* и *L3* намотаны на стержни диаметром 8 мм, длиной 20 мм из феррита марки 600НН и содержат по 10 витков провода сечением 1,2 мм². Дроссель *L2* выполнен на магнитопроводе типа Б26 из феррита марки 2000 НМ и содержит 20 витков жгута из пяти проводов ПЭВ-2 0,25. Между чашками помещена прокладка толщиной 0,2 мм из изоляционного материала.

Описанный ИСН с ШИМ можно преобразовать в релейный. Для этого исключают генератор пилообразного напряжения, а напряжение со стабилитронов подают на резистор *R4*. В табл. VIII.7 приведены характеристики ИСН с ШИМ (вариант 1) и релейного в трех режимах (варианты 2—4). Стабилизатор с ШИМ допускает ток нагрузки до 3 А при входном напряжении 24 В и выходном напряжении 5 В. В этом режиме КПД стабилизатора около 71 %, амплитуда пульсаций выходного напряжения около 70 мВ. Транзистор *VT4* и диод *VD3* должны быть установлены на теплоотводы. Если входное напряжение изменяется в пределах 10...19 В, то при выходном напряжении 5 В один стабилитрон необходимо исключить. При этом КПД стабилизатора около 80 %, амплитуда пульсаций выходного напряжения около 20 мВ при токе нагрузки 2 А [17].

Таблица VIII.7. Характеристики импульсных стабилизаторов напряжения

Номер варианта	Номинальное выходное напряжение, В	Ток нагрузки, А	КПД, %	Коэффициент стабилизации	Выходное сопротивление, Ом	Амплитуда пульсаций на выходе, мВ	Частота переключений, кГц
1	5	2	72...78	12	0,02	50	25
2	5	2	70...77	100	0,01	50	22...45
3	12	1	85...87	55	0,01	15	25...40
4	15	1	86...88	50	0,01	15	25...40

6. Преобразователи постоянного напряжения

Преобразователь постоянного напряжения (ППН) — устройство, преобразующее входное напряжение постоянного тока в другое напряжение постоянного тока. Обычно ППН состоит из инвертора, преобразующего напряжение постоянного тока в напряжение прямоугольной формы, и выпрямителя. По принципу действия транзисторные инверторы подразделяются на инверторы с самовозбуждением и с независимым возбуждением. Инвертор с самовозбуждением выполняется в виде автогенератора с трансформаторной обратной связью. Инвертор с независимым возбуждением состоит из автогенератора и усилителя мощности.

Однотактный ППН с транзисторным ключом применяется в источниках вторичного электропитания при сравнительно малой мощности (до нескольких десятков ватт), потребляемой нагрузкой. Наибольшее распространение получила схема однотактного ППН с «обратным»

включением выпрямительного диода (рис. VIII.22). Достоинство этого ППН — малое число элементов и меньший импульсный ток транзистора, недостаток (проявляющийся сильнее при повышении мощности) — большие габаритные размеры трансформатора.

Диод *VD1* проводит ток при закрытом транзисторе (на интервале T_1). Когда транзистор открыт (на интервале T_2), через первичную обмотку трансформатора протекает ток, возрастающий линейно от нуля до некоторого значения. Приращение тока $\Delta I_1 = U_1/L_1\delta T$, где U_1 — входное напряжение, *L1* — индуктивность первичной обмотки трансформатора, $T = T_1 + T_2$ — период колебаний, $\delta = T_1/T$. Когда транзистор закрывается, полярность напряжения на первичной обмотке трансформатора изменяется, и накопленная энергия магнитного поля передается в нагрузку через диод *VD1*. Спад тока через первичную обмотку трансформатора в интервале T_2

$$\Delta I_2 = nU_2T_2/L_1 = nU_2T_1(1-\delta)/L_1, \qquad (VIII.3)$$

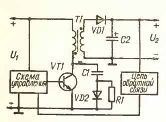


Рис. VIII.22. Упрощенная схема однотактного ППН с транзисторным ключом.

где $n = w_1/w_2$ — коэффициент трансформации, w_1 и w_2 — числа витков обмоток трансформатора. Поскольку в стационарном режиме $\Delta I_1 = \Delta I_2$, то $U_2 = U_1\delta/n(1-\delta)$. Следовательно, изменяя относительный интервал открытого состояния транзистора δ, можно регулировать выходное напряжение. Амплитуды импульсов тока через транзистор и диод *VD1* зависят от индуктивности первичной обмотки трансформатора. Если она слишком мала, то через диод *VD1* прекращается за время меньшее T_2. В этом случае выражение (VIII.3) несправедливо. Такой режим работы ППН является неблагоприятным, поскольку при заданной мощности в нагрузке возрастает импульсный ток через транзистор и диод. Минимально допустимое значение индуктивности можно определить по формуле $L_{1\min} = 0{,}5U_1^2\delta^2/FP_{н}$, где $P_{н} = U_2I_{н}$ — мощность в нагрузке; $I_{н}$ — ток нагрузки; $F = 1/T$ — частота преобразования. Максимально допустимое значение L_1 определяется выбранной частотой преобразования и временами неуправляемых переходных процессов в транзисторе, т. е. значением $\delta_{\max}$, которое не может быть больше единицы. На практике выбирают $\delta_{\max} \approx \approx 0{,}5$. Следует учитывать, что с увеличением L_1 растет индуктивность рассеяния трансформатора L_s, в котором запасается энергия, когда транзистор открыт. Эта энергия вызывает при выключении транзистора дополнительный выброс напряжения на коллекторе транзистора. Для ограничения этого выброса используют диодно-резистивно-емкостные цепочки (*R1C1VD2* на рис. VIII.22), которые поглощают запасенную в L_s энергию. При этом снижается КПД преобразователя, однако облегчается режим работы транзистора.

Максимальный ток коллектора и максимальное напряжение коллектор — эмиттер определяют по формулам

$$I_{К\,m} = P_{н}/\delta U_1 + 0{,}5\,U_1\delta/L_1;\; U_{КЭ\,m} = U_1 + nU_2.$$

Если ППН имеет несколько вторичных цепей, то за $P_{н}$ принимают сумму мощностей, потребляемых всеми нагрузками, а за U_2 —

напряжение наиболее мощной нагрузки. Тип транзистора выбирают так, чтобы выполнялись условия $I_{Кmax} > I_{Кm}$, $U_{КЭmax} > U_{КЭm}$.

В рассматриваемом ППН ток коллектора транзистора является током намагничивания трансформатора, работающего в режиме частного цикла намагничивания (см. гл. I, п. 7). При увеличении этого тока магнитная индукция может достичь уровня насыщения, что вызовет резкое падение и, следовательно, резкое увеличение тока коллектора. Чтобы избежать насыщения, в магнитопровод трансформатора вводят немагнитный зазор (до 0,5...2 мм), а это приводит к необходи-

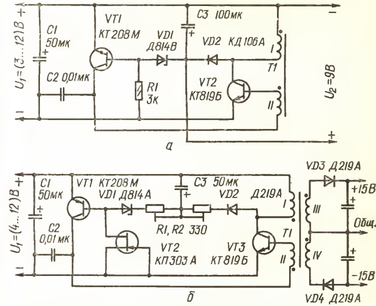


Рис. VIII.23. Схемы ППН с широтно-импульсной стабилизацией: *а* — простейшего; *б* — с гальваническим разделением цепей.

мости увеличения площади сечения магнитопровода для сохранения требуемого значения *L1*.

Однотактные ППН с широтно-импульсной стабилизацией находят применение в качестве источников вторичного электропитания портативных магнитофонов и приемников, питающихся от батарей. Их достоинства — высокий КПД (70...90 %) и возможность поддержания требуемого выходного напряжения U_2 при снижении напряжения батареи до значения меньшего, чем U_2, что невозможно при использовании стабилизаторов напряжения.

Схема простейшего ППН с широтно-импульсной стабилизацией приведена на рис. VIII.23,*а*. На транзисторе *VT1* и диоде *VD1* собран узел управления, периодически открывающий мощный транзистор *VT2*, который входит в насыщение (транзистор *VT1* не насыщается). При этом в трансформаторе накапливается энергия, которая при переходе транзистора в активный режим поступает в конденсатор *C3* через диод *VD2*. Когда напряжение на конденсаторе *C3* достигает некоторого значения, открывается диод *VD1*, уменьшается базовый ток транзи-

стора $VT1$ и, следовательно, ток насыщения транзистора $VT2$. Рост напряжения на конденсаторе $C3$ прекращается. Накопленная в трансформаторе энергия определяется только током насыщения транзистора $VT2$, который не зависит от входного напряжения U_1 (в некоторых пределах) и определяется током транзистора $VT1$. Выходное напряжение определяется напряжением стабилизации диода $VD1$. При уменьшении напряжения на выходе преобразователя закрывается диод $VD1$ и увеличивается ток насыщения транзистора $VT2$, что приводит к росту выходного напряжения. Таким образом, обратная связь поддерживает постоянным выходное напряжение.

Трансформатор может быть выполнен на броневом магнитопроводе типа Б26 из феррита марки 1500НМ. Обмотка *I* содержит 8 витков провода ПЭЛ или ПЭВ-1 0,8, а обмотка *II* — 6 витков такого же провода диаметром 0,33 мм.

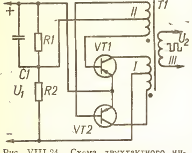


Рис. VIII.24. Схема двухтактного инвертора с выводом средней точки трансформатора.

В ППН, схема которого приведена на рис. VIII.23,*б*, цепи нагрузки и источника питания разделены гальванически и имеется возможность получить несколько любых стабильных напряжений на нагрузках. Недостаток такого ППН — некоторая зависимость выходного напряжения от тока нагрузки. При использовании указанных на схеме транзисторов и диодов максимальная мощность в нагрузке равна 2 Вт, нестабильность выходного напряжения не более 0,5 % при $U_1 = 4...12$ В и не более 1,5 % при изменении температуры окружающей среды от —40 до +50 °С [3].

Транзистор $VT2$ используется в качестве ИСТ. От его параметров зависит максимальная мощность в нагрузке. Резистор $R1$ позволяет регулировать выходное напряжение при номинальном входном, резистор $R2$ — при минимальном входном напряжении. Регулировка осуществляется поочередно несколько раз. Трансформатор отличается от трансформатора ППН, схема которого приведена на рис. VIII.23,*б*, наличием дополнительных обмоток *III* и *IV*, содержащих по 15 витков провода ПЭЛ 0,33 или ПЭВ-1 0,33.

Двухтактные преобразователи напряжения отличаются лучшим использованием трансформаторов. При небольшой выходной мощности (до нескольких десятков ватт) инверторы таких ППН выполняются по схеме с выводом средней точки трансформатора (рис. VIII.24) без усилителя мощности. Транзисторы чаще всего включаются по схеме с ОЭ, при которой достигается сравнительно высокий КПД при малых напряжениях источника питания. Включение с ОК является удобным в случаях, когда коллектор транзистора соединен с его корпусом.

При включении напряжения питания U_1 в автогенераторе возникают колебания и постоянное напряжение преобразуется в переменное напряжение прямоугольной формы. В автогенераторах с насыщающимся силовым трансформатором переключение транзисторов осуществляется в результате смены полярности напряжения на обмотках трансформатора в момент насыщения магнитопровода. В этих инверторах цепь обратной связи (базовые обмотки) находится на общем магнитопроводе трансформатора. Частота преобразования определяется параметрами трансформатора и транзисторов и напряжением питания. Основной недостаток таких инверторов — резкое увеличение тока

через открытый транзистор в момент насыщения магнитопровода, что вызывает дополнительные потери мощности. Магнитопровод трансформатора должен изготавливаться из материала с прямоугольной петлей гистерезиса, например, из пермаллоя марок 34НКМП, 50НП, 79НМ.

Расчет инвертора, схема которого приведена на рис. VIII.24, выполняется по следующей методике.

1. Определяют ток насыщения трансформатора по формуле

$$I_{нас} = I_{2m}U_2/(\eta U_1),$$

где I_{2m} — амплитуда тока выходной обмотки; U_2 — напряжение на нагрузке; η — КПД трансформатора; U_1 — напряжение питания. Если инвертор работает на резистивную нагрузку, на выпрямитель, собранный по мостовой или схеме удвоения, то $I_{2m} = I_н$ ($I_н$ — ток нагрузки). Если нагрузкой является двухполупериодный выпрямитель, $I_{2m} = \sqrt{2}I_н$. Значение η в зависимости от мощности инвертора можно принимать в пределах 0,75...0,95 (значения более 0,9 соответствуют мощностям более 20 Вт).

2. Определяют максимальное напряжение на закрытом транзисторе по формуле $U_{КЭm} \approx 2{,}4U_1$ и амплитуду тока коллектора $I_{Кm} \approx \approx 3I_{нас}$ и выбирают тип транзисторов так, чтобы выполнялись условия $U_{КЭm} \leqslant U_{КЭmax}$, $I_{Кm} \leqslant I_{Кmax}$.

3. Определяют ток базы транзисторов при насыщении трансформатора по формуле $I_{Бнас} = (1{,}3...1{,}5)\ I_{нас}/h_{21Э}$, где $h_{21Э}$ — минимальное значение коэффициента передачи тока.

4. Принимают напряжение базовых обмоток $U_Б$ равным 2,5...3,5 В и рассчитывают сопротивления базового делителя напряжения по формулам

$$R1 \approx (U_Б - 0{,}6)/I_{Б\,нас};\ R2 \approx U_1R1/0{,}7.$$

5. Определяют габаритную мощность трансформатора по формуле $P_г = 1{,}3U_2I_{2m}$, если инвертор работает на резистивную нагрузку или на выпрямитель, собранный по мостовой или схеме удвоения, или $P_г = 2{,}1U_2I_{2m}$, если нагрузкой является двухполупериодный выпрямитель.

6. Определяют произведение $S_мS_{ок}$ (см. гл. III, § 5), принимая $B_m = 1{,}5$ Тл для пермаллоя марок 34НКМП, 50НП и $B_m = 0{,}85$ Тл для пермаллоя марки 79НМ, и выбирают магнитопровод (см. гл. III, § 5).

7. Определяют токи в обмотках трансформатора: $I_I = \sqrt{2}I_{нас}$; $I_{II} = \sqrt{2}I_{Бнас}$ и продолжают расчет по методике, приведенной в гл. III, § 5.

На рис. VIII.25 приведена практическая схема стабилизированного ППН в двухполярное. Выходное напряжение можно регулировать в пределах от 2 × 3,3 В до 2 × 15 В, выходная мощность ППН до 0,2 Вт, выходное сопротивление не более 150 Ом, коэффициент стабилизации напряжения около 15. Инвертор ППН выполнен по схеме с выводом средней точки трансформатора (см. рис. VIII.24). Транзисторы инвертора работают в ненасыщенном режиме, что позволяет регулировать их токи и, следовательно, выходное напряжение ППН. На транзисторах VT1 и VT2 собран дифференциальный усилитель (см. гл. VI, п. 3), на один из входов которого подается напряжение обратной связи с выхода ППН. При увеличении выходного напряже-

ния повышается напряжение на базе $VT2$ и, следовательно, уменьшается ток коллектора транзистора $VT1$, что вызывает уменьшение тока транзисторов инвертора и выходное напряжение ППН. При регулировании остается постоянной сумма токов транзисторов $VT1$ и $VT2$, которая определяется сопротивлением резистора $R2$. Это сопротивление определяет и максимальную выходную мощность ППН. Резистор $R3$ регулирует выходное напряжение только при условии, что

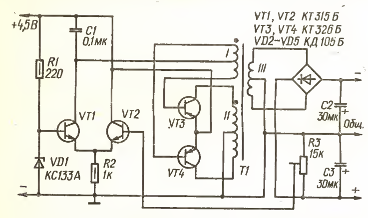


Рис. VIII.25. Схема стабилизированного ППН в двухполярное напряжение.

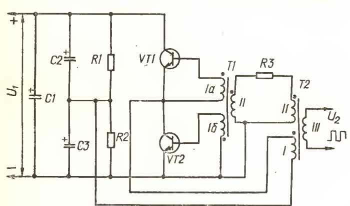


Рис. VIII.26. Схема полумостового двухтактного инвертора.

снимаемое с него напряжение больше напряжения стабилизации КС $VD1$. Если это условие не выполняется, транзистор $VT2$ закрывается, а транзистор $VT1$ переходит в режим ИСТ. Стабилизация выходного напряжения при этом отсутствует. Частота преобразования зависит от нагрузки. В режиме холостого хода она близка к 100 кГц, при максимальной нагрузке — около 8 кГц [4].

Трансформатор преобразователя выполнен на кольцевом магнитопроводе К22 × 12 × 6 из феррита марки 2000НМ. Обмотка I содержит 2 × 20 витков, обмотка II — 2 × 60 витков и обмотка III —

2 × 265 витков (при напряжении питания 4,5 В). Все обмотки намотаны проводом ПЭВ-2 0,2. Транзисторы инвертора должны иметь как можно близкие параметры. Выходную мощность стабилизатора можно увеличить, применив более мощные транзисторы.

Полумостовой двухтактный инвертор. Схема полумостового инвертора с двумя трансформаторами приведена на рис. VIII.26. Конденсаторы *C2* и *C3* совместно с резисторами *R1*, *R2* образуют делитель входного напряжения с равными плечами. Выходной трансформатор *T2* работает в линейном режиме (без насыщения) при значительно меньшей амплитуде индукции, чем в однотрансформаторном инверторе. Благодаря этому уменьшаются потери в магнитопроводе и, следовательно, повышается КПД инвертора. Насыщающийся трансформатор *T1* рассчитан на малую мощность, поэтому имеет небольшие размеры. В инверторе с двумя трансформаторами практически отсутствует выброс коллекторного тока в момент переключения транзисторов, что значительно снижает динамические потери. Связь между трансформаторами через обмотку *II* обеспечивает насыщение трансформатора *T1*.

При насыщении трансформатора *T1* его намагничивающий ток быстро возрастает, вследствие чего увеличивается падение напряжения на резисторе *R3* и уменьшается напряжение на обмотке *II* и, следовательно, на обмотках *Iа* и *Iб*, что приводит к уменьшению тока базы и выходу открытого транзистора в область активного режима и переключению транзисторов. Частота переключения определяется временем перемагничивания магнитопровода трансформатора *T1*.

Цепи запуска двухтактных инверторов необходимы для уверенного запуска (возбуждения автоколебаний). В инверторе, схема которого приведена на рис. VIII.24, цепь запуска представляет собой делитель напряжения, с которого при включении входного напряжения подается отпирающее смещение на оба транзистора. Чем меньше сопротивление резистора *R2*, тем надежнее запуск инвертора, однако при этом возрастают потери мощности в цепях базы транзисторов. Улучшить условия запуска инвертора при одновременном снижении потерь мощности можно следующими способами: 1) шунтированием резисторов базового делителя (*R1* или *R2*) конденсатором, емкость которого не должна быть слишком большой. Перезарядка конденсатора должна осуществляться за половину периода колебаний. При плавном нарастании входного напряжения, например, после выпрямителя с фильтром, этот способ малоэффективен; 2) включение последовательно с резистором *R1* диода или замена резистора *R1* диодом. Резистор, включенный последовательно с диодом, должен быть шунтирован конденсатором; 3) применение специальных узлов запуска, с помощью которых в цепи баз транзисторов регулярно подаются отпирающие импульсы тока с постоянной амплитудой до выхода инвертора в режим устойчивых колебаний. С целью уменьшения потребляемой мощности после выхода инвертора в режим устойчивых колебаний узел запуска должен автоматически отключаться.

Бестрансформаторные ППН проще в изготовлении, так как отсутствует намоточный узел, однако они не могут быть выполнены с любым выходным напряжением. Бестрансформаторный ППН, схема которого приведена на рис. VIII.27, состоит из генератора прямоугольных импульсов, собранного на логических элементах И (ИМС *DD1*), и усилителя мощности на транзисторах. Частота генерации — около 10 кГц. Амплитуда прямоугольных импульсов на выходе генератора близка к напряжению источника питания (9 В), поэтому в течение одного полупериода транзисторы *VT1* и *VT4* насыщены, транзисторы *VT2* и *VT3* закрыты, а конденсатор *C3* быстро заряжается через насыщен-

ный транзистор *VT4* и диод *VD1* до напряжения, близкого к напряжению питания. В течение другого полупериода заряжается конденсатор *C4* через насыщенный транзистор *VT3* и диод *VD2*. На конденсаторе *C5* происходит сложение напряжений на конденсаторах *C3* и *C4*.

На холостом ходу преобразователь потребляет ток около 5 мА, а выходное напряжение близко к 18 В. При токе нагрузки 120 мА выходное напряжение уменьшается до 16 В; при этом напряжение пуль-

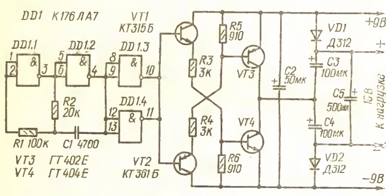


Рис. VIII.27. Схема бестрансформаторного ППН на логических элементах и БТ.

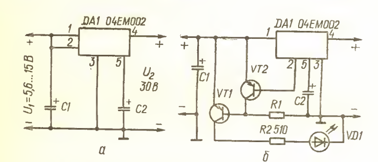


Рис. VIII.28. Схемы бестрансформаторных ППН на микросборке.

саций около 20 мВ. КПД ППН — около 85 %, выходное сопротивление — около 10 Ом. Преобразователь может работать при питающем напряжении 5 В, если сопротивление резисторов *R3* и *R4* уменьшить до 1,5 кОм. Вместо транзисторов типа КТ315Б можно использовать любые из этой серии, вместо КТ361Б — любые из серии КТ361. Статический коэффициент передачи тока транзисторов должен быть не менее 50. Диод типа Д312 можно заменить диодами типов Д310, Д311 или любыми из серии Д7. Вместо ИМС типа К176ЛА7 можно использовать ИМС типа К176ЛЕ5 [10].

На рис. VIII.28,*а* приведена схема бестрансформаторного ППН на микросборке, который может быть использован для питания вари-

капов в переносных и автомобильных приемниках. Ток нагрузки ППН не должен превышать 0,5 мА. Если к микросборке подключить усилитель тока и светодиод (рис. VIII.28,*б*), то светодиод будет светиться при напряжении питания, недостаточном для нормальной работы микросборки, а также при достаточном напряжении с момента включения напряжения питания до момента установления номинального выходного напряжения. Следовательно, светодиод может быть индикатором предельно допустимого разряда батареи питания и индикатором включения приемника.

7. Импульсные сетевые блоки питания

Импульсные сетевые блоки питания (ИСБП) используют в РЭА, питающейся от сети переменного тока, для получения напряжений переменного и постоянного тока, необходимых для питания различных узлов. Эти блоки питания отличаются от традиционных меньшей материалоемкостью (в 2...3 раза), большей удельной мощностью и высоким КПД (до 80...85 %), что обусловлено отсутствием трансформатора питания, работающего на частоте 50 Гц, и использованием импульсных стабилизаторов вторичных напряжений вместо компенсационных непрерывного действия.

Структурные схемы ИСБП представлены на рис. VIII.29. В ИСБП переменное напряжение сети преобразуется в сравнительно высокое напряжение постоянного тока с помощью бестрансформаторного вы-

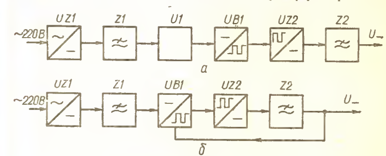


Рис. VIII.29. Структурные схемы импульсных сетевых блоков питания.

прямителя *UZ1* с фильтром *Z1*. Напряжение с выхода фильтра *Z1* поступает на вход импульсного стабилизатора напряжения *U1* (рис. VIII.29,*а*), который понижает напряжение до 100...150 В и стабилизирует его. От стабилизатора питается инвертор *UB1* (см. п. 6), выходное напряжение которого имеет форму меандра (прямоугольных импульсов со скважностью 2) с повышенной частотой (25...40 кГц). Выпрямитель *UZ2* с фильтром *Z2* преобразует это напряжение в напряжение постоянного тока. Переменное напряжение может быть получено непосредственно от инвертора. Высокочастотный импульсный трансформатор инвертора устраняет гальваническую связь между выходом блока питания и питающей сетью. Если не предъявляются повышенные требования к стабильности выходных напряжений блока, то стабилизатор напряжения может отсутствовать.

В ИСБП, структурная схема которого приведена на рис. VIII.29,б, функции импульсного стабилизатора и инвертора совмещены в регулируемом инверторе, на который подается напряжение обратной связи с выхода блока питания. В зависимости от требований, предъявляемых к ИСБП, он может содержать различные дополнительные функциональные узлы и цепи: стабилизатор выходного напряжения, устройство защиты от перегрузок и аварийных режимов, цепи первоначального запуска, подавления помех и др.

Особенности функциональных узлов ИСБП. Напряжение на выходе сетевого выпрямителя ИСБП достигает значения, равного амплитуде напряжения сети. При повышении напряжения сети на 10 % от номинального напряжение на выходе этого выпрямителя равно около 340 В. При этом напряжение коллектор — эмиттер транзисторов инвертора достигает 700 В и более. С учетом этих напряжений необходимо выбирать диоды и конденсаторы сетевого выпрямителя и транзисторы инвертора. В сетевом выпрямителе используется, как правило, однозвенный фильтр, причем сопротивлением фильтра является внутреннее сопротивление выпрямителя. Номинальное напряжение конденсаторов фильтра должно быть не менее 350 В. Обязательным является включение на выходе или входе выпрямителя резистора, предназначенного для ограничения зарядного тока конденсатора фильтра при подключении блока к питающей сети. Для инвертора можно рекомендовать высоковольтные транзисторы типа КТ838А или КТ840А (Б), имеющие максимально допустимое импульсное напряжение коллектор — эмиттер $U_{КЭ\,и\,max} = 750...1500$ В и максимально допустимый импульсный ток коллектора 7,5...8 А.

Для ИСБП совершенно недопустимо использование инверторов, частота переключения которых определяется насыщением силового трансформатора, так как это приводит к аварийным режимам высоковольтных транзисторов, работающих в режимах, близких к предельно допустимым по току и напряжению [14]. Поэтому применяются инверторы с двумя трансформаторами (см. п. 6 этой главы).

В фильтрах выпрямителей вторичных напряжений оксидные конденсаторы работают на частотах 20...40 кГц при несинусоидальных напряжениях и токах. Амплитуды тока могут достигать 5А. Поэтому предъявляются требования малых эквивалентного последовательного сопротивления, эквивалентной последовательной индуктивности и полного сопротивления конденсаторов. Этим требованиям лучше всего удовлетворяют конденсаторы типов К50-26, К50-27, К50-33. Во избежание перегрева оксидных конденсаторов их обычно шунтируют пленочными или керамическими конденсаторами емкостью 0,047... ...0,47 мкФ.

Устройства защиты мощных транзисторов от перегрузок должны как можно быстрее отключать транзисторы при аварийном режиме, который может возникнуть вследствие «бросков» напряжения сети, короткого замыкания и обрыва в цепи нагрузки и других явлений. Принцип защиты заключается в подаче на базу мощных транзисторов запирающего напряжения при срабатывании порогового устройства. Сигналы о перегрузках по напряжению обычно образуются на выходе делителя напряжения, подключенного к соответствующим узлам блока питания, либо на выходе пикового детектора, подключенного к коллектору мощного транзистора или к обмотке трансформатора. Более эффективной является защита по токовым перегрузкам.

Простейший датчик тока — резистор в цепи эмиттера. Однако он неприменим для полумостовых двухтактных инверторов. Поэтому часто в качестве датчиков используют малогабаритные импульсные трансформаторы на кольцевых ферритовых магнитопроводах диамет-

ром 7...10 мм. Первичная обмотка (один виток) включается в цепь коллекторного тока или тока выпрямительных диодов наиболее мощного источника вторичного напряжения. Вторичная обмотка содержит 30...40 витков и подключается через резисторный делитель напряжения к соответствующему входу узла управления. В этом случае легко осуществляется гальваническая развязка цепи датчика от сети. Такой же трансформатор можно использовать, если датчиком перегрузки является резистор, включенный в цепь нагрузки. В этом случае первичную обмотку включают в цепь маломощного тиристора (например, КУ101, КУ104, КУ110), а датчик-резистор подключают к управляющему электроду тиристора. При таком включении датчика перегрузки время срабатывания устройства защиты меньше, чем

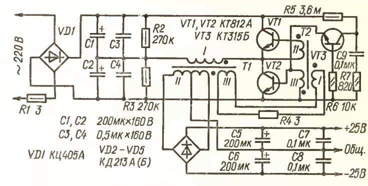


Рис. VIII.30. Схема простого импульсного сетевого блока питания.

при включении датчика в цепь выходного транзистора. Возможно использование нескольких датчиков перегрузки, сигналы которых логически суммируются при помощи логического элемента ИЛИ и поступают к узлу управления.

Практические схемы импульсных сетевых блоков питания. На рис. VIII.30 приведена схема ИСБП мощностью около 180 Вт при токе нагрузки 3,5 А. Размах (двойная амплитуда) пульсаций выходного напряжения не превышает 2 % при токе нагрузки 3,5 А и частоте преобразования 27 кГц, выходное сопротивление не превышает 0,6 Ом [2].

Блок питания выполнен в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис. VIII.29,*а*, без стабилизатора напряжения. Инвертор выполнен по полумостовой схеме (см. рис. VIII.26). Надежный запуск инвертора и его устойчивая работа достигаются с помощью узла запуска на транзисторе *VT3*, работающем в лавинном режиме. После включения питания через резистор *R5* заряжается конденсатор *C9*. Когда напряжение на нем достигает 50...70 В, транзистор *VT3* лавинообразно открывается и конденсатор *C9* разряжается. Импульс тока открывает транзистор *VT2* и запускает инвертор.

Транзисторы *VT1* и *VT2* необходимо установить на теплоотводы площадью не менее 50 см каждый. Диоды *VD2—VD5* можно зажать между пластинчатыми теплоотводами (пять штук) из дюралюминия (40 × 30 мм) толщиной 2...3 мм. Весь пакет стягивается винтами

М3 × 30, изолированными от пластин трубками из полихлорвинила.

Трансформатор *T1* имеет магнитопровод из двух колец К31 × 18,5 × × 7 из феррита марки 2000НН. Обмотка *I* содержит 82 витка провода ПЭВ-2 0,5, обмотка *II* — 16 + 16 витков провода ПЭВ-2 1,0, обмотка *III* — 2 витка провода ПЭВ-2 0,3. Трансформатор *T2* имеет кольцевой магнитопровод К10 × 6 × 5 из феррита марки 2000НН. Обмотки выполнены из провода ПЭВ-2 0,3. Обмотка *I* содержит 10 витков, обмотки *II* и *III* — по 6 витков. Обмотки *I* обоих трансформаторов размещены равномерно по магнитопроводу, обмотка *III* трансформатора *T1* размещается на месте, не занятом обмоткой *II*. Обмотки изолированы между собой лентой из лакоткани. Между обмотками *I* и *II* трансформатора *T1* изоляция трехслойная, между остальными обмотками — однослойная. Транзисторы типа КТ812А можно заменить транзисторами типов КТ812Б, КТ809А, КТ704А—КТ704В.

Схема ИСБП, предназначенного для питания выходных каскадов стереофонического усилителя с выходной мощностью 2 × 20 Вт, приведена на рис. VIII.31.

Основные параметры блока: номинальная мощность нагрузки 100 Вт, выходное напряжение не менее ± 27 В при номинальной выходной мощности и не менее ± 31 В при выходной мощности 10 Вт, КПД — около 85 % при номинальной выходной мощности, частота преобразования — 25...30 кГц [14].

Инвертор блока питания выполнен по схеме двухтактного полумостового автогенератора (см. рис. VIII.26). Для первоначального запуска инвертора применен узел запуска на транзисторах *VT1* и *VT2*. В положительный полупериод сетевого напряжения через одно из плеч выпрямительного моста и резистор *R1* заряжается конденсатор *C2*. Одновременно заряжается конденсатор *C1* и, когда напряжение на нем достигает 0,6...0,7 В, оба транзистора открываются, а конденсатор *C2* разряжается через них и первичную обмотку трансформатора *T1*. При этом открывается транзистор *VT3* и возбуждается инвертор.

Отрицательная полуволна напряжения на обмотке *II* трансформатора *T3* выпрямляется диодами *VD1* и *VD2* и заряжает конденсатор *C1*. Резистор *R6* ограничивает напряжение на конденсаторе *C1*. Отрицательное напряжение на конденсаторе *C1* запирает транзистор *VT2*, поэтому узел запуска не может работать при последующих положительных полупериодах сетевого напряжения.

Блок питания выходит на номинальную мощность двумя ступенями. В начале работы мощный резистор *R9* включен в цепь заряда конденсаторов фильтра выпрямителя, поэтому напряжение питания инвертора ниже, чем в номинальном режиме. Через несколько миллисекунд после включения напряжения сети срабатывает реле *K1*, подключенное к выходу блока питания через интегрирующую цепочку *R8C11*. Контакты реле замыкают резистор *R9*, и блок питания выходит в режим номинальной мощности. Для уменьшения длительности фронтов импульсов тока, протекающего через транзисторы инвертора, применен трансформатор тока *T2*, с помощью которого образуется ПОС.

Трансформатор *T1* выполнен на кольцевом магнитопроводе К10 × × 6 × 4 из феррита марки 2000НМС, обмотки — из провода ПЭВ-2 0,31. Обмотка *I* содержит 8 витков, остальные обмотки — по 4 витка. Трансформатор *T2* выполнен на кольцевом магнитопроводе К10 × × 6 × 4 из феррита марки 2000НМ3, обмотки намотаны проводом ПЭВ-2 0,41. Обмотка *I* представляет собой один виток, обмотка *II*

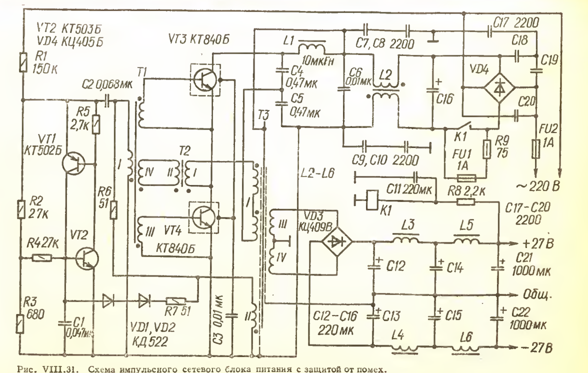


Рис. VIII.31. Схема импульсного сетевого блока питания с защитой от помех.

содержит два витка. Трансформатор *Т3* имеет магнитопровод типа Ш7 × 7 из феррита марки 3000НМС. Обмотка *I* содержит 60 × 2 витков (2 секции), а обмотка *II* — 20 витков провода ПЭВ-2 0,31, обмотки *III* и *IV* — по 24 витка провода ПЭВ-2 0,41. Обмотки *II*, *III* и *IV* располагаются между секциями обмотки *I*. Под обмотками *III* и *IV* и над ними помещены экраны в виде незамкнутого витка медной фольги. Магнитопровод трансформатора *Т3* гальванически соединен с положительным полюсом первичного выпрямителя. Такая конструкция трансформатора *Т3* необходима для подавления помех, источником которых является мощный инвертор блока.

В блоке питания приняты и другие меры для подавления помех. Транзисторы *VT3* и *VT4* гальванически изолированы от радиатора, который соединен не с корпусом блока питания и усилителя, а с эмиттером транзистора *VT4* через конденсатор *С3*. Дроссели *L1*, *L2* и конденсаторы *С7—С10*, *С17—С20* подавляют помехи на сетевых проводах. Весь блок питания следует поместить в перфорированный кожух из листового алюминия.

ГЛАВА IX

ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННЫЕ БЫТОВЫЕ АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ (ГРОМКОГОВОРИТЕЛИ)

1. Основные требования и нормы [2, 6]

АС любого типа характеризуется показателями, определяющими эффективность и качество ее работы. Важнейшие из них: чувствительность (отдача), диапазон воспроизводимых частот и неравномерность АЧХ в этом диапазоне, номинальная мощность и соответствующий ей коэффициент гармоник, паспортная мощность, форма характеристики направленности, входное сопротивление. Существует также ряд других показателей, количественно оценивающих более тонкие свойства звуковоспроизводящих аппаратов.

Чувствительность АС — звуковое давление, развиваемое АС в некоторой определенной точке (обычно на расстоянии 1 м по ее оси) при подведении к ее зажимам напряжения 1 В. Определяемая таким образом чувствительность удобна для суждения о поведении одной и той же АС на различных частотах или, иными словами, для построения АЧХ чувствительности АС. Из этого определения явствует, что АЧХ следует снимать в режиме постоянного напряжения, подводимого ко входу АС. Однако если понятие чувствительности удобно для оценки указанной неравномерности, то оно совершенно неприемлемо при сравнении АС, имеющих разное электрическое сопротивление на входных зажимах, так как при подведении равного напряжения они потребляют разную мощность. Единица измерения чувствительности Па · м/В.

Более удобная характеристика — **стандартное звуковое давление**, под которым подразумевается звуковое давление, развиваемое АС в точке, расположенной по ее оси на расстоянии 1 м, при подведении к АС электрической мощности 0,1 Вт. Подводимое при этом к АС напряжение $u = \sqrt{0{,}1R}$, где R — номинальное электрическое сопротивление. Измеряя СЗД, можно сравнивать разные АС при одном и том же значении потребляемой мощности. Единица измерения СЗД Па · м · (0,1 Вт)$^{-1/2}$.

Международной электротехнической комиссией (МЭК) стандартизовано понятие **характеристической чувствительности** (ХЧ), которая отличается от СЗД лишь тем, что к АС подводится электрическая мощность не 0,1 Вт, а 1 Вт и соответственно напряжение $u = \sqrt{1 \cdot R}$. Отсюда ХЧ по значению больше СЗД в $\sqrt{10} = 3{,}16$ раза, поскольку звуковое давление пропорционально корню квадратному из мощности. Единица измерения ХЧ — Па · м · Вт$^{-1/2}$.

Помимо этих величин за рубежом часто применяют так называемый **«уровень характеристической чувствительности»**, который пред-

ставляет собой выраженное в децибеллах отношение ХЧ к стандартному нулевому уровню звукового давления $2 \cdot 10^{-5}$ Па. Пусть, например, СЗД данной АС составляет 0,2 Па · м · (0,1 Вт)$^{-1/2}$. Тогда его ХЧ будет $0{,}2 \cdot 3{,}16 = 0{,}632$ Па · м · Вт$^{-1/2}$, а уровень ХЧ равен $20 \lg (0{,}632/2 \cdot 10^{-5}) = 20 \lg 0{,}316 \cdot 10^5 = 20 \lg 3{,}16 \cdot 10^4 = 20 \times \times 4{,}5 = 90$ дБ · м · Вт$^{1/2}$.

Для построения АЧХ откладывается либо значение СЗД, либо ХЧ в логарифмическом масштабе. По этой характеристике легко определить неравномерность АЧХ в заданном (номинальном) диапазоне частот. Численно она равна разности уровней, соответствующих максимальной и минимальной чувствительностям. По АЧХ определяется также среднее СЗД в номинальном диапазоне частот:

$$p_{\text{ср}} = \sqrt{p_1^2 + p_2^2 + \dots + p_n^2/n},$$

где p_1, p_2, ..., p_n — СЗД на частотах f_1, f_2, ..., f_n, входящих в диапазон воспроизводимых частот; n — число частот, которые выбираются равномерно в логарифмическом масштабе частот.

Номинальное звуковое давление соответствует при прочих равных условиях подведению ко входу АС номинальной электрической мощности.

Значение коэффициента гармоник тесно связано с **номинальной мощностью** — электрической мощностью, ограниченной тепловой и механической прочностью, а также возникновением нелинейных искажений. Номинальную электрическую мощность выбирают из ряда ее значений: 3, 6, 10, 15, 25, 35, 50, 75, 100 Вт. **Паспортная** мощность по ГОСТ 16122—84 определяется как наибольшая электрическая мощность, при которой громкоговоритель (головка) может длительное время удовлетворительно работать на реальном звуковом сигнале без тепловых и механических повреждений. Ее измеряют при подведении к громкоговорителю (головке) в течение 100 ч взвешенного корректирующей цепью сигнала стационарного розового шума. Характер распределения спектра такого сигнала отражает среднестатистические распределения спектральной плотности речевых и музыкальных программ. Эта мощность не ограничивается заданным уровнем искажений, а зависит только от механической и тепловой прочностей громкоговорителя (головки), поэтому ее значение обычно в 1,5...2 раза выше значения номинальной мощности.

Требования к направленности обычно заключаются в том, что АЧХ, снятые под углами ± (20...30°) к оси в горизонтальной плоскости АС и ± (5...10°) в вертикальной и совмещенные с АЧХ, снятой на оси АС, не должны отличаться от последней более чем на ± 4 дБ.

Модуль **входного электрического сопротивления** также нормируется: на стандартной частоте (1000 Гц) его значения составляют 4 и 8 Ом.

Переходные искажения характеризуют процессы нарастания («атака») и спада звукового давления в музыкальных и речевых сигналах после их прохождения через звуковоспроизводящую аппаратуру (головки громкоговорителей и АС). Наибольшее распространение для оценки переходных искажений получили пакеты тональных сигналов, так как при изменении частоты заполнения пакета можно исследовать характер переходного процесса в различных частотных областях. Установленных международными рекомендациями норм переходных искажений в настоящее время нет. Наиболее распространенными параметрами при их оценке в АС являются: частотно-зависимая разность уровней среднего квадратичного звукового давления

переходного процесса в паузе между пакетами импульсов, т. е. $20 \lg (p_{ср.п}/p_{ср})$, и время установления $\Delta\tau$ (t) (здесь $p_{ср.п}$ — средний уровень звукового давления переходного процесса, $p_{ср}$ — среднее звуковое давление установившегося процесса на данной частоте). Анализ субъективных экспертиз позволяет рекомендовать норму для $20 \lg (p_{ср.п}/p_{ср}) = -20$ дБ. Субъективные пороги времени установления $\Delta\tau$ для прямоугольных импульсов с синусоидальным заполнением в диапазоне частот 1...10 кГц составляют $\Delta\tau = 0{,}5$ мс, в области частот ниже 1 кГц $\Delta\tau = 1$ мс (при этом чувствительность слуха к изменению $\Delta\tau$ и при установлении, и при спаде переходного процесса практически одинакова).

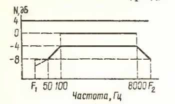
Таблица IX.1. **Основные параметры АС**

№ п/п	Параметр	Норма по группам сложности			
		0	1	2	3
1	Диапазон воспроизводимых частот, Гц, не уже	31,5—20000 (25—25000)	50—16000 (40—16000)	80—12500 (63—12500)	100—8000
2	Отклонение частотных характеристик звукового давления, усредненных в октавных полосах, между любыми двумя громкоговорителями конкретного типа, дБ, не более	3(2)	3	4	—
3	Среднее звуковое давление при номинальной электрической мощности, Па (дБ), не менее, в диапазоне частот				
	100—8000 Гц	1(94)	1(91)	0,8(92)	—
	200—4000 Гц	—	—	—	0,63(90)
4	Суммарный характеристический коэффициент гармоник при электрической мощности, соответствующей среднему звуковому давлению на 4 дБ ниже указанного в п. 3 таблицы значения, %, не более, в диапазонах частот, Гц				
	250—1000	2	2	4(3)	5(4)
	1000—2000	2(1,5)	2(1,5)	3(2,5)	4(3)
	2000—6300	1	1	2	3
5	Электрическое сопротивление				
	номинальное значение, Ом	4 или 8	4 или 8	4 или 8	4 или 8
	допускаемое отклонение минимального значения модуля полного электрического сопротивления от номинального значения, %, не более	20	20	20	20
6	Масса, кг, не более	80(63)	25(20)	16(12,5)	6,3(5)

Примечание. В скобках (кроме п. 3) указаны значения параметров, введенные ГОСТ 23262—83 с 1.01.86 г.

Нормы на все указанные параметры АС в настоящее время стандартизованы ГОСТ 23262—83 и стандартом МЭК (табл. IX.1). АЧХ АС должны укладываться в поле допусков, изображенных на рис. IX.1,*а* и *б*, где $N = 20 \lg (p/p_{ср})$ — выраженная в децибеллах неравномерность АЧХ (p — уровень звукового давления на любой частоте, $p_{ср}$ — уровень звукового давления, усредненный на заданном

диапазоне частот, включающем стандартиую частоту 1000 Гц). Рис. IX.1,*а* справедлив для АС высшей(0) группы сложности: допустимое отклоиеиие N АЧХ АС от иулевого уровня не должио превышать $\pm$ 4 дБ иа частотах 100—8000 Гц, иа частотах 50 Гц и F_2 допускается спад АЧХ от нулевого уровня до —8 дБ, а в диапазоие частот F_1... ...50 Гц спад устанавливается ТУ на АС. Рис. IX.1,*б* справедлив для АС групп сложностн 1, 2 н 3. Допустнмое отклонеиие N_1 АЧХ на частотах f_1...f_2 от иулевого уровня ие должио превышать $\pm$ 4 дБ для первой и $\pm$ 6 дБ для второй и третьей групп сложиости. Частота f_1 выбирается равной 100 Гц для первой н второй и 200 Гц — для третьей групп сложности; частота f_2 выбнрается равиой 8000 Гц для первой и второй и 4000 Гц — для третьей групп сложиости (F_1 и F_2 — граничные частоты диапазоиа воспроизводимых частот, иа которых уровеиь звукового давлеиия АС иа 8 дБ ниже нулевого уровия, усредненного в диапазоие частог f_1...f_2).



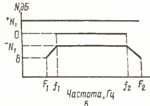


Рис. IX.1. Поля допусков АЧХ звукового давлеиия АС высшей (0) группы сложности (*а*) и групп сложности 1, 2, 3 (*б*).

Требования МЭК к системам высокой вериости (HiFi) в осиовном совпадают с требоваииями к высшей группе сложиости 0, перечисленными в табл. IX.1. Требованиям отечествениого стандарта должны удовлетворять АС всех видов, основнымн нз которых являются открытые, закрытые, с ФИ н ПИ. Одиако для снстем высокой вериости применяются только последние трн вида. Их распространеиие (в процентах от чнсла видов) в разных странах иллюстрируется табл. IX.2.

Таблица IX.2. Производство основных типов АС за рубежом

Страна	Закрытые АС, %	АС с ФИ, %	АС с ПИ, %	Другие АС, %
США	42,7	32,4	8,6	16,3
Страны Европы	60,8	31,7	6,5	1,0
Япония	27,9	62,3	9,8	—

Воспроизведение столь шнрокнх частотных диапазонов, указанных в табл. IX.1, с помощью одного преобразователя (головки) затруднительно. Поэтому бо́льшая часть АС имеет головки, предиазиаченные для воспроизведеиия разлнчных участков диапазоиа: НЧ, СЧ и ВЧ.

2. Головки громкоговорителей [1]

Непременная часть любой АС — возбуждающая ее одиа или несколько головок громкоговорителей. Головки преобразуют подводимую к иим электрнческую энергию сигнала — музыку или речь — в энергию

колебаний их подвижных систем и далее в излучаемый звук. Головки могут различаться по способам преобразования энергии, и их связи с окружающей средой, которую они возбуждают. В настоящее время известны и применяются электродинамический, электростатический и пьезоэлектрический способы преобразования энергии (излучения). В подавляющем большинстве АС высокого качества используют электродинамические диффузорные головки; остальные виды излучателей: электростатические, электретные, пьезопленочные и другие,— составляют около 10 % общего выпуска и здесь не рассматриваются. Диффузорная конструкция связи головки со средой относится к типу конструкций прямого излучения, в которых подвижный орган — диффузор — излучает непосредственно в воздушную среду. Реже в АС применяются рупорные излучатели, в которых труба переменного сечения — рупор — выполняет функции согласования подвижной системы (головки) со средой для получения большей эффективности излучения (см. гл. IX, п. 7).

2.1. Динамические головки громкоговорителей (ГД)

В зависимости от назначения ГД подразделяются на четыре вида: широкополосные (ШП), НЧ, СЧ и ВЧ.

Характеристическая чувствительность головок Па · м · $Вт^{-1/2}$ в номинальном диапазоне частот для АС объемом $V_в > 0{,}003$ м³ установлена не менее: 0,35/0,32 для ШП и НЧ головок и 0,42/0,38 для СЧ и ВЧ головок (в числителе здесь и далее в тексте указаны нормы для высшей категории качества АС, в знаменателе — для первой категории).

Типовая неравномерность АЧХ звукового давления головок для встроенных и открытых выносных АС не должна превышать: 12/14дБ у ШП и НЧ головок, 8/10 дБ — у СЧ и 12/14 — у ВЧ головок во всем номинальном диапазоне частот.

Типовая неравномерность АЧХ звукового давления головок, предназначенных для выносных АС всех других видов (ЗАС, АС с ФИ, АС с ПИ, РАС, ЛАС), не должна превышать: 12/14 дБ во всем номинальном диапазоне частот у ШП головок, 4/6 дБ в диапазоне частот 100 Гц...$0{,}5F_{max}$ — у НЧ, 4/6 дБ в диапазоне частот $2F_{min}...0{,}5F_{max}$ — у СЧ и 4/4 дБ в диапазоне частот F_{min}...8000 Гц — у ВЧ головок (F_{min} и F_{max} — граничные частоты номинального диапазона частот сигналов, воспроизводимых головкой).

Номинальные электрические сопротивления головок выбираются из ряда 4, 8, 16, 25 и 50 Ом, паспортная электрическая мощность, подводимая к головкам,— из ряда 0,05, 0,10, 0,25, 0,50, 1,00, 1,50, 2,00, 3, 4, 6, 10, 15, 20, 25, 30, 35, 50, 75 и 100 Вт.

Суммарный коэффициент гармоник головок, предназначенных для АС высшей и первой категорий качества, не должен превышать на частотах 63, 80 и 125 Гц соответственно 12/15, 9/12, 7/10 %; в диапазоне частот 200...1000 Гц — 5 %; в диапазоне частот 2000... ...10000 Гц и выше — 3 %.

Наименование головок состоит из слов «Головка громкоговорителя динамическая», условного обозначения, состоящего из буквенно-цифрового индекса, в котором: первые цифры — паспортная электрическая мощность, буквы ГД — головка динамическая и соответствующий вид головки Н (низкочастотная), С (среднечастотная), В (высокочастотная), Ш (широкополосная), последние цифры — порядковый номер разработки головки соответствующего вида и паспортной электрической мощности. Пример наименования головки паспортной мощ-

Таблица IX.3. Основные параметры отечественных диффузорных динамических головок

Наименование (тип)		Паспортная мощность, Вт	Номинальные			Частота основного резонанса, Гц	Неравномерность АЧХ, дБ	Среднее стандартное звуковое давление, Па	Габаритные размеры, мм
ГОСТ 9010—78	ГОСТ 9010—84		мощность, Вт	сопротивление, Ом	диапазон воспроизводимых частот, Гц				
Широкополосные									
0,1ГД-17	0,25ГДШ-2	0,25	0,1	50	450...3150	450	Типовая*	0,2	Ø50×18
0,1ГД-17М	0,25ГДШ-3	0,15	0,1	8	450...3150	400	»	0,1	Ø50×13
0,25ГД-10	0,5ГДШ-1	0,5	0,25	8	315...5000	290	14	0,2	Ø63×29,5
0,5ГД-30	1ГДШ-1	1	0,5	16	125...10000	125	14	0,3	125×80×47
0,5ГД-31	1ГДШ-2	1	0,5	16	200...10000	200	14	0,22	125×80×47
0,5ГД-35К	—	0,75	0,5	8	315...8000	300	16	0,3	Ø80×37,5
0,5ГД-37	1ГДШ-3	1	0,5	8	315...7100	315	15	0,3	Ø80×37,5
0,5ГД-50	1ГДШ-4	1	0,5	8	500...20000	500	15	0,14	50×80×34
1ГД-37	—	1,5	1	8	100...10000	100	12	0,25	100×160×64
1ГД-37	—	1,5	1	8	140...10000	140	12	0,3	100×160×64
1ГД-40	—	1,5	1	8	100...10000	100	12	0,27	100×160×45
1ГД-40	—	1,5	1	8	140...10000	140	12	0,3	100×160×45
1ГД-40	—	1,5	1	8	180...10000	180	12	0,3	100×160×45
1ГД-40Р	—	1,5	1	8	100...10000	100	12	0,28	100×160×45
1ГД-44	2ГДШ-1	2	1	8	125...10000	125	14	0,3	80×125×53
1ГД-48	2ГДШ-2	2	1	8	100...10000	120	12	0,3	100×160×63
1ГД-50	—	1,3	1	8	180...8000	180	12	0,2	Ø100×36
1ГД-54	2ГДШ-3	2	1	8	125...10000	125	Типовая*	0,27	125×80×47
1ГД-55	—	2	1	4	200...10000	180	»	0.2	125×80×37
2ГД-38	3ГДШ-1	3	2	8	100...12500	100	12	0,2	100×160×58
2ГД-40	3ГДШ-2	3	2	4	100...12500	100	12	0,25	100×160×47
2ГД-40А	3ГДШ-2-8	3	2	8	100...12500	100	12	0,25	100×160×47
3ГД-32	6ГДШ-1	6	3	4	80...12500	75	12	0,3	125×160×76,3
3ГД-38Е	5ГДШ-1	5	3	4	80...12500	80	Типовая*	0,2	Ø160×55

3ГД-40	5ГДШ-2	5	3	4	80...12500	75	14	0,2	Ø160×58
3ГД-42	5ГДШ-3	5	3	8	100...12500	100	14	0,28	100×160×50
4ГД-8Е	4ГДШ-4	5	4	4	125...7100	120	14	0,3	Ø125×49
4ГД-35	8ГДШ-1	8	4	4	63...12 500	65	Типовая*	0,25	Ø200×74
4ГД-53	5ГДШ-5	5	4	4	100...10000	130	»	0,28	Ø125×53
10ГД-36Е	10ГДШ-2	10	10	4	63...20000	40	14	0,15	Ø200×80
Низкочастотные									
10ГД-30Б	20ГДН-1	20	10	8	63...5000	32	6	0,15	Ø200×92
10ГД30Е	—	20	10	8	63...5000	32	6	0,15	Ø240×115
10ГД-34	25ГДН-1	25	10	4	63...5000	80	6	0,1	Ø125×75,5
25ГД-26Б	35ГДН-1	35	25	4	40...5000	30	6	0,12	Ø200×120
30ГД-11	75ГДН-3	75	30	4,8	30...1000	25	6	0,15	Ø250×151
Среднечастотные									
4ГД-6	—	8	4	8	200...5000	—	6	0,2	Ø80×37
15ГД-11	20ГДС-1	20	15	4,8	200...5000	—	5	0,2	Ø125×76
Высокочастотные									
1ГД-56	—	2	1	8	6300...16000	—	12	0,15	Ø32×27
2ГД-36	3ГДВ-1	3	2	8	3000...20000	—	12	0,2	50×80×40
3ГД-31	5ГДВ-1	5	3	8	3000...20000	—	14	0,2	Ø100×48
6ГД-13	6ГДВ-4	6	6	8	3000...20000	—	12	0,3	Ø100×45
10ГД-35	10ГДВ-2	10	10	16	5000...25000	—	10	0,25	Ø100×50

* См. гл. IX., п. 2.1.

ностью 25 Вт, НЧ, 3-й разработки: 25ГДН-3 ГОСТ 9010—84. В условном обозначении головки, выпускаемой в двух и более модификациях, дополнительно указывают частоту основного резонанса или номинальное электрическое сопротивление.

Согласно ГОСТ 9010—84 в ТУ на головки указывают: номинальный диапазон частот, номинальное среднее звуковое давление, частоту основного резонанса (если она не выше 1000 Гц), эквивалентный объем $V_э$ (см. гл. IX, п. 3) для НЧ и ШП головок, предназначенных для выносных АС, полную добротность Q_0 для НЧ и ШП головок того же назначения, суммарный характеристический коэффициент гармоник $k_г$ (%) для АС высшей и первой категорий сложности, максимальную синусоидальную электрическую мощность.

В табл. IX.3 сведены основные параметры отечественных диффузорных ГД громкоговорителей. Каждой головке соответствует два наименования — согласно ГОСТ 9010—78, принятого до 01.07.85 г., и согласно ГОСТ 9010—84, введенного с 01.07.85 г. до 01.07.90 г.

3. Закрытое акустическое оформление [3, 6]

ЗАС в настоящее время — одна из наиболее распространенных конструкций высококачественных АС в нашей стране, в Западной Европе и США.

На рис. IX.2 представлены ЗАС и ее электроакустический аналог. Ее преимущество по сравнению с открытой АС — отсутствие излуче-

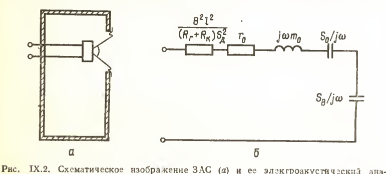


Рис. IX.2. Схематическое изображение ЗАС (а) и ее электроакустический аналог (б):

Bl — коэффициент электромеханической связи; B — индукция в зазоре головки; l — длина проводника звуковой катушки; $R_К$ — его активное сопротивление переменному току; $R_Г$ — выходное сопротивление электрического источника; r_0 — активное механическое сопротивление головки (остальные обозначения в тексте).

ния задней поверхности диффузора головки, что исключает «акустическое короткое замыкание», ее недостаток — нагруженность диффузора дополнительной упругостью объема воздуха внутри корпуса, что приводит к повышению резонансной частоты подвижной системы головки в закрытом оформлении f_{01} и, как следствие, к сужению снизу воспроизводимого диапазона частот. Дополнительная упругость объема воздуха $s_в$ определяется формулой

$$s_в = \gamma p_0 S^2_{д.эфф}/V_в, \qquad (IX.1)$$

где коэффициент γ — показатель адиабаты, т. е. отношение теплоемкости газа при постоянном давлении к таковой при постоянном объеме; p_0 — постоянное (атмосферное) давление; $S_{д.эфф}$ — эффективная площадь диффузора головки; $V_в$ — внутренний объем корпуса оформления. Эффективной считают 50...60 % конструктивной площади диффузора: для круглого диффузора диаметром d $S_{д.эфф} = 0{,}55 \cdot S_д = 0{,}44d^2$ и это эквивалентно тому, что эффективный диаметр диффузора составляет примерно 0,8 его конструктивного диаметра. Упругость $s_в$ суммируется с собственной упругостью подвеса подвижной системы головки s_0, в результате резонансная угловая частота головки в закрытом оформлении $\omega_{01} = 2\pi f_{01}$ определяется выражением

$$\omega_{01} = \sqrt{(s_0 + s_в)/m_0} = \omega_0 \sqrt{1 + s_в/s_0}, \qquad (IX.2)$$

где m_0 — масса подвижной системы головки, $\omega_0 = 2\pi f_0$ — ее собственная резонансная угловая частота. Из выражения (IX.1) видно, что упругость воздушного объема внутри оформления обратно пропорциональна этому объему. При расчетах АС пользуются выражением упругости подвижной системы через упругость некоторого эквивалентного объема воздуха $V_э$, численно равную собственной упругости подвеса подвижной системы головки s_0. Отсюда резонансная частота головки в закрытом оформлении записывается как

$$\omega_{01} = \omega_0 \sqrt{1 + V_э/V_в}. \qquad (IX.3)$$

Чтобы резонансная частота не была чрезмерно высокой, иногда применяют головки с более тяжелой подвижной системой, что позволяет несколько снизить резонансную частоту АС, как видно из выражения (IX.2), однако увеличение массы снижает чувствительность системы согласно формуле для СЗД:

$$p_{ст} = \frac{C}{m_0}\frac{\omega}{\omega_{01}} \Bigg/ \sqrt{\frac{1}{Q_{01}^2} + \left(\frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega}\right)^2}, \qquad (IX.4)$$

где C — частотно-независимый множитель; ω — собственная частота; Q_{01} — добротность головки в закрытом оформлении.

Особенно малой эффективностью обладают малогабаритные АС (МАС), упругость подвижной системы которых определяется упругостью объема воздуха внутри оформления (системы «с компрессионным подвесом» головки). СЗД $p_{ст}$ такой МАС на частотах $\omega > \omega_{01}$, где $p_{ст}$ частотно-независимо, определяется как

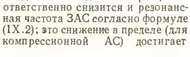
$$p_{ст} = 2{,}65 \cdot 10^{-3} \sqrt{f_{01}^3 \, V_в/Q_{01}}, \qquad (IX.4а)$$

где f_{01} — резонансная частота головки в закрытом оформлении. Как следует из выражений (IX.3), (IX. 4), неравномерность АЧХ ЗАС в области НЧ (так же, как и открытых АС), определяется их добротностью (рис. IX.3). Неравномерность (N) АЧХ в зависимости от добротности ЗАС (рис. IX. 4) минимальная при добротности $Q_{01} = 1$ и составляет 1,3 дБ. Желательная добротность собственно головки (без оформления) находится из условия

$$Q_0 = Q_{01}/\sqrt{1 + V_э/V_в}. \qquad (IX.5)$$

Для работы в ЗАС добротность самих головок не должна превышать 0,8...1,0, в противном случае головка будет «раздемпфирована»:

при подаче на нее сигнала музыкальной или речевой программы помимо колебаний в такт с сигналом головка будет колебаться с частотой собственных колебаний, близкой к резонансной. И поэтому к звучанию подаваемого сигнала программы будет примешиваться звучание сигнала этой частоты в виде «гудения» низких тонов. В закрытом ящике ухудшается равномерность АЧХ в области СЧ и ВЧ из-за резонансных явлений в оформлении. Для их устранения внутренние поверхности, особенно заднюю стенку, необходимо покрывать звукопоглощающим материалом и заполнять им часть объема. Без такого заполнения процесс сжатия — расширения воздуха внутри ящика будет адиабатическим. Заполняя ящик рыхлым материалом, можно добиться смены процесса на изотермический и таким образом как бы увеличить внутренний объем ящика в 1,4 раза (коэффициент γ в выражении (IX.1), равный 1,4 для адиабаты, заменяется единицей — для изотермы). Со-


ответственно снизится и резонансная частота ЗАС согласно формуле (IX.2); это снижение в пределе (для компрессионной АС) достигает

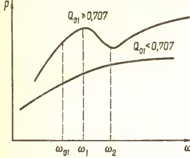


Рис. IX.3. АЧХ ЗАС при разных значениях ее добротности Q_{01}.

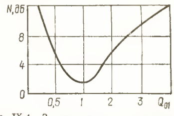


Рис. IX.4. Зависимость неравномерности АЧХ $N = p\omega/p\omega_{01}$ ЗАС от ее добротности Q_{01}.

$\sqrt{1,4}$, так как для нее можно пренебречь упругостью s_0 подвеса головки в числителе формулы (IX.2). В противном случае резонансная частота головки компрессионной АС $\omega_{01к}$ находится как

$$\omega_{01к} = \omega_{01} \sqrt{(1 + 0{,}75\, s_в/s_0)/(1 + s_в/s_0)}. \qquad (IX.6)$$

Практически определить, что изотермический процесс сжатия — расширения воздуха внутри ящика достигнут, несложно: если при добавлении внутрь ящика новой порции рыхлого звукопоглощающего материала резонансная частота ЗАС не снижается, то процесс изотермический. Установлено, что более чем на 60 % заполнять внутренний объем нецелесообразно, поскольку дальнейшее заполнение увеличивает активные электрические потери в оформлении и заполнении. Степень влияния активных потерь на АЧХ зависит от отношения потерь в головке и в оформлении. Потери в головке — это потери r_0 на внутреннее трение в ее материале, на трение о воздух, потери в виде активной составляющей сопротивления излучения, а также «вносимые» $r_{вн}$ в головку потери. Критерий допустимости активных потерь в оформлении и заполнении подчиняется неравенству

$$(r_{вн} + r_0)/(r_{оф} + r_{зап}) > 10, \qquad (IX.7)$$

где $r_{оф}$ и $r_{зап}$ — активные акустические потери в оформлении и в заполнении соответственно. При меньшем значении отношения АС

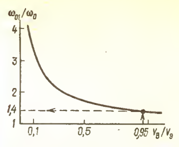


Рис. IX.5. Зависимость отношения ω_{01}/ω_0 от отношения $V_{\text{В}}/V_{\text{Э}}$ для ЗАС.

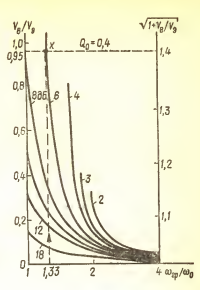


Рис. IX.6. Зависимость отношения $V_{\text{В}}/V_{\text{Э}}$ от отношения $\omega_{\text{гр}}/\omega_0$ для ЗАС при $Q_0 = 0{,}4$ и разных значениях спада АЧХ (дБ).

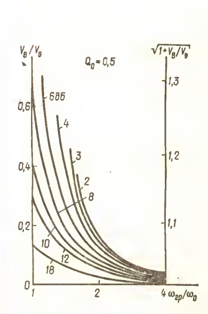


Рис. IX.7. Зависимость отношения $V_{\text{В}}/V_{\text{Э}}$ от отношения $\omega_{\text{гр}}/\omega_0$ для ЗАС при $Q_0 = 0{,}5$ и разных значениях спада АЧХ (дБ).

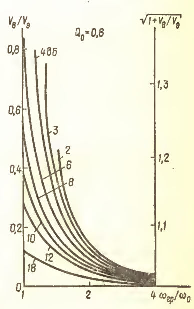


Рис. IX.8. Зависимость отношения $V_{\text{В}}/V_{\text{Э}}$ от отношения $\omega_{\text{гр}}/\omega_0$ для ЗАС при $Q_0 = 0{,}6$ и разных значениях спада АЧХ (дБ).

должиа быть пересчитана. Недопустимые активные акустические потери могут возникнуть при некачествениом выполнении корпуса и креплении головки (см. гл. IX, п. 10), при чрезмерном заполнении его звукопоглощающим материалом, а также при очень малых внутренних объемах ящика ($V_э/V_в > 8$).

3.1. Графический метод расчета закрытых акустических систем

По графикам рис. IX.5—IX.10 можно для заданиой головки подобрать рациональные параметры оформлеиия и, иаоборот, по заданному оформлению подобрать подходящую головку. Для коикретного расчета используется пара графиков из представленных на рис. IX.5—IX.10. Рис. IX.5, на котором согласно формуле (IX.3) ианесена зави-

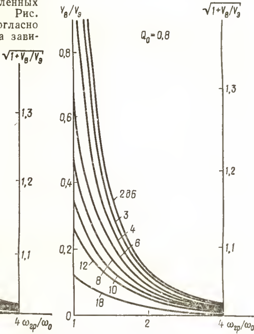


Рис. IX.9. Зависимость отиошения $V_в/V_э$ от отношения $\omega_{гр}/\omega_0$ для ЗАС при $Q_0 = 0{,}707$ и разных значениях спада АЧХ (дБ).

Рис. IX.10. Зависимость отиошения $V_в/V_э$ от отношения $\omega_{гр}/\omega_0$ для ЗАС при $Q_0 = 0{,}8$ и разиых значениях спада АЧХ (дБ).

симость ω_{01}/ω_0 от $V_в/V_э$,— общий для всех расчетов. Из рис. IX.6—IX.10 выбпраот один в зависимости от добротности применяемой головки (от 0,4 до 0,8). На них представлены семейства кривых зависимости $V_в/V_э$ от $\omega_{гр}/\omega_0$, где $\omega_{гр}$ — нижняя граничная угловая частота воспроизводимого ЗАС диапазона, обусловлениая ТЗ. Параметром системы является значение спада АЧХ (дБ) на частоте $\omega_{гр}$. На каждом графике справа нанссена дополнительная ось с отложенными на ней значениями $\sqrt{1+V_в/V_э}$, с помощью которых можно определить СЗД

ЗАС на горизонтальной части характеристики согласно выражениям (IX.4а) и (IX.5), в виде $p_{ст} = A\sqrt{1+V_в/V_э}$. Множитель $A = 2{,}65 \times \times 10^{-3} \sqrt{f_0^3 V_э/Q_0}$ легко вычисляется для данной головки, так как f_0, $V_э$ и Q_0 — заданные ее параметры.

П р и м е р. Пусть используется головка с параметрами: $Q_0 = 0{,}4$, $f_0 = 30$ Гц, $V_э = 100$ л. Находим предварительно множитель A: $A = 2{,}65 \cdot 10^{-3} \sqrt{30^3 \cdot 100 \cdot 10^{-3}/0{,}4} = 0{,}218$. Требуется подобрать для этой головки объем корпуса оформления $V_в$, при котором спад АЧХ не будет превышать 6 дБ на граничной частоте АС $f_{гр} = 40$ Гц. Для этого на рис. IX. 6 из точки $\omega_{гр}/\omega_0 = 40/30 = 1{,}33$ на горизонтальной оси восстанавливаем перпендикуляр до пересечения с кривой с отметкой 6 дБ (точка x) и из этой точки проводим прямую, параллельную оси абсцисс, до пересечения с осью $V_в/V_э = 0{,}95$. Отсюда $V_в = 0{,}95 \times \times 100 = 95$ л. Этому значению соответствует по правой вертикальной оси значение $\sqrt{1+95/100} \cong 1{,}4$. Следовательно, $p_{ст} = 0{,}218 \cdot 1{,}4 = 0{,}305$ Па. По графику на рис. IX.5 находим отношение $\omega_{01}/\omega_0 = f_{01}/f_0 = 1{,}4$. Отсюда $f_{01} = 1{,}4 f_0 = 1{,}4 \cdot 30 = 42$ Гц.

С помощью указанных графиков решаются и другие задачи: находится спад АЧХ на граничной частоте $f_{гр}$ для заданных головок и объема оформления, подбираются головки из числа имеющихся в наличии и т. п.

Все сказанное справедливо, если известны точные значения параметров головки f_0, $V_э$, Q_0. Однако обычно, даже зная тип головки и паспортные значения ее параметров, нельзя уверенно сказать, каковы параметры имеющегося данного экземпляра головки. Для решения задач в этом случае используют графики на рис. IX.11—IX.12. Единственный параметр, который нужно знать точно,— резонансная частота головки без оформления f_0. Определение этого параметра незатруднительно (см. гл. IX, п. 9), и полученные результаты обычно повторяемы. Рисунки IX.11, IX.12 различаются тем, что построены для фиксированных значений спада АЧХ N, не превышающих соответственно 6, 12 и 18 дБ. На каждом рисунке представлены области изменения значений Q_0 и $V_э/V_в$ в зависимости от $\omega_{гр}/\omega_0$. Значения Q_0 и $V_э/V_в$ могут быть любыми только внутри заштрихованных фигур на рисунках, включая области их пересечения. При этом обеспечивается заданный спад АЧХ N.

П р и м е р. Пусть допустимый спад на частоте $f_{гр} = 60$ Гц не превышает 6 дБ, резонансная частота головки f_0 (измеренная) равна 30 Гц и $V_э = 100$ л (паспортное). Пользуясь рис. IX.11 (для $N \leqslant \leqslant 6$ дБ), из точки $\omega_{гр}/\omega_0 = 60/30 = 2$ восстанавливаем перпендикуляр, который пересечет заштрихованные области Q_0 и $V_э/V_в$. Значение $V_э/V_в$ можно выбрать в пределах 3...13, а значение Q_0 — в пределах 0,24...1,0. Если выбранные значения Q_0 и $V_э/V_в$ почему-то не устраивают, следует в ТЗ изменить либо граничную частоту, либо спад АЧХ.

Рассчитать ЗАС можно не только по графикам, но и по приведенным формулам. Пусть, например, требуется рассчитать объем ЗАС с нижней граничной частотой 50 Гц, имеющей головку 10ГД-36 ($f_0 = 38$ Гц, $V_э = 60$ л, $Q_0 = 0{,}8$). Вычисления проводим в следующем порядке.

1. Определяем объем оформления из выражения (IX.3): $V_в = V_э / \left[\left(\frac{\omega_{01}}{\omega_0} \right)^2 - 1 \right] = 60 \cdot 10^{-3} / [(50/38)^2 - 1] = 83$ л.

2. Находим добротность головки в закрытом оформлении из условия (IX.5): $Q_{01} = 0{,}8 \sqrt{1 + 60/83} = 1{,}05$.

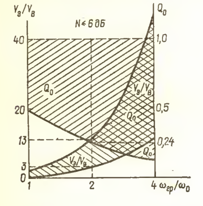
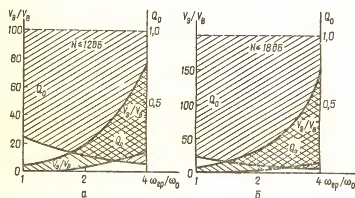


Рис. IX.11. Область возможных изменений Q_0 и отношения $V_э/V_в$ при изменении отношения $\omega_{гр}/\omega_0$ для ЗАС ($N < 6$ дБ).

Рис. IX.12. Область возможных изменений Q_0 и отношения $V_э/V_в$ при изменении отношения $\omega_{гр}/\omega_0$ для ЗАС:
а — $N < 12$ дБ; *б* — $N = 18$ дБ.



В соответствии с рис. IX.4 неравномерность АЧХ минимальна при $Q_{01} = 1$, так что вычисленная неравномерность из за пика на частоте ω_{01} практически минимальна и составляет всего примерно 1,5 дБ.

3.2. Применение активных фильтров верхних частот для работы с закрытыми акустическими системами [5]

Цель применения ARCФ ВЧ на входе усилителя мощности ЗЧ, возбуждающего ЗАС,— существенно уменьшить амплитуду смещения диффузора НЧ головки на частотах $f < f_{01}$ и тем самым повысить допустимый уровень подводимой к АС электрической мощности и развиваемого на оси АС звукового давления при минимально возможных нелинейных искажениях сигнала. Иными словами, эти фильтры,

применяемые в основном в системах высокого качества воспроизведения, позволяют создать рационально щадящий режим для работы устройства. Без них подвижная система головки при увеличении входной мощности может выйти из строя.

Передаточная функция ЗАС на НЧ есть произведение передаточных функций АС и корректирующей цепи. ЗАС без корректирующих цепей часто называют АС второго порядка, ЗАС с фильтром ВЧ первого порядка — системой третьего порядка, ЗАС с фильтром второго порядка — системой четвертого порядка. Суммарный порядок характеризует крутизну спада АЧХ (модуля передаточной функции) при уменьшении частоты ниже частоты среза (или граничной частоты) АС. На рис. IX. 13 изображены примеры максимально плоских АЧХ по звуковому давлению p и соответствующие им характеристики смещения диффузора ЗАС и ЗАС с корректирующими ARCФ ВЧ первого

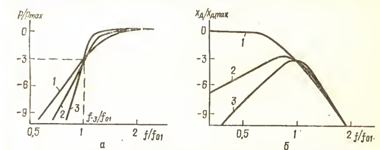


Рис. IX.13. Характеристики ЗАС второго (*1*), третьего (*2*) и четвертого (*3*) порядков:

а — нормированная АЧХ по звуковому давлению (p); *б* — нормированная зависимость от частоты амплитуды смещения диффузора ($x_д$) головки.

и второго порядков. Анализ характеристик смещения диффузора для этих случаев показывает, что амплитуда смещения значительно уменьшается в системах с фильтрами по сравнению с системами без фильтров, имеющими такую же граничную частоту. Типичное значение уменьшения амплитуды для реальных АС составляет 1,4 раза, что соответствует выигрышу по мощности почти вдвое.

Для расчета ARCФ ВЧ удобно пользоваться таблицей параметров, по которым известными методами вычисляют значения параметров их элементов (резисторов и конденсаторов). В табл. IX. 4 даны параметры ЗАС третьего порядка, имеющих гладкие или близкие к гладким АЧХ (ФВЧ — первого порядка). Из нее следует, что для максимально плоской аппроксимации АЧХ по Баттерворту (строка 3), в частности, частоты среза АС с ФВЧ и самого ФВЧ первого порядка равны между собой и совпадают с резонансной частотой головки, помещенной в закрытый корпус, f_{01}, так как $h_{-3} = h_1 = 1$, а при аппроксимации квазивторого порядка (строка 1) частота среза ФВЧ в 1,4 раза меньше, а граничная частота ЗАС без ФВЧ в 1,048 раза больше резонансной частоты головки, помещенной в закрытый корпус.

П р и м е р. Требуется спроектировать ЗАС с ФВЧ первого порядка с $f_{-3} = 41$ Гц. Выбираем аппроксимацию по Чебышеву с пиком АЧХ 0,4 дБ. Согласно данным строки 5 табл. IX. 4 определяем для расчета корпуса ЗАС значения $f_{01} = f_{-3}/h_{-3} = 41/0{,}918 = 44{,}7$ Гц

Таблица IX.4. Значения параметров АЧХ различных аппроксимаций для ЗАС с ФВЧ первого порядка

№ п/п	Вид аппроксимации АЧХ АС с ФВЧ	Пик АЧХ дБ	$h_{-3} = f_{-3}/f_{01}$	$h_1 = f_1/f_{01}$	Q_{01}
1	Квазивторого порядка	—	1,048	0,7	0,814
2	» »	—	1,027	0,9	0,917
3	По Баттерворту	—	1,0	1,0	1,0
4	По Чебышеву	0,05	0,945	1,257	1,257
5	» »	0,40	0,918	1,633	1,633
6	» »	1,00	0,911	2,018	2,018

Примечание. f_{-3} — частота среза, на которой спад АЧХ ЗАС с ФВЧ составляет 3 дБ, f_1 — частота среза ФВЧ, при которой спад его АЧХ составляет 3 дБ, h_{-3} и h_1 — значения этих частот, нормированные относительно резонансной частоты НЧ головки в корпусе ЗАС f_{01}, Q_{01} — полная добротность головки в ЗАС без ФВЧ.

и $Q_{01} = 1{,}633$, а для расчета ФВЧ — значение $f_1 = f_{01}h_1 = 44{,}7 \times \times 1{,}633 = 73$ Гц.

Для сравнения выбираем другую аппроксимацию — квазивторого порядка с максимально плоской АЧХ (пик отсутствует). Согласно данным строки 1 табл. IX. 4 определяем для расчета корпуса ЗАС значения $f_{01} = f_{-3}/h_{-3} = 41/1{,}048 = 39$ Гц и $Q_{01} = 0{,}814$, а для расчета ФВЧ — значение $f_1 = f_{01}h_1 = 39 \cdot 0{,}7 = 27{,}3$ Гц.

Из сравнения этих результатов предпочтение следует отдать параметрам аппроксимации по Чебышеву, так как при весьма незначительном пике АЧХ (0,4 дБ) требуемая частота $f_{-3} = 41$ Гц ЗАС с ФВЧ обеспечивается в этом случае при бо́льших допустимых значениях f_{01} ($44{,}7 > 39$) и f_1 ($73 > 27{,}3$). При прочих равных условиях проектирование и выполнение корпуса и фильтра на более высокие частоты упрощается, например позволяет сократить массогабаритные показатели или при их сохранении уменьшить искажения.

4. Акустическая система с фазоинвертором [3, 6]

АС с ФИ (рис. IX.14,*а*) отличается от ЗАС тем, что в корпусе АС с ФИ имеется отверстие либо отверстие с трубой (туннелем) круглого или прямоугольного сечения. Иногда площадь сечения изменяется по длине туннеля по заданному, например экспоненциальному, закону (см. гл. IX, п. 7 и гл. X., п. 3.4). Упрощенная схема электроакустического аналога АС с ФИ (рис. IX. 14,*б*) включает в себя новые параметры: $m_ф$ — акустическая масса воздуха в отверстии или трубе ФИ; $r_ф$ — активное акустическое сопротивление в отверстии или трубе и активная составляющая сопротивления излучения отверстия (трубы). АС с ФИ — сложная колебательная система, поэтому z-метровая характеристика модуля ее полного электрического сопротивления сложнее, чем у ЗАС (рис. IX.14,*в*). Принцип действия АС с ФИ следующий: благодаря контуру $m_ф s_в$ (здесь, как ранее $s_в$ — упругость объема воздуха в корпусе АС) звуковое давление в отверстии или выходном отверстии трубы уже не противоположно по фазе звуковому давлению от передней поверхности диффузора, а сдвинуто на угол, значительно меньший 180°, и нейтрализации звуковых давлений от передней и задней поверхностей диффузора, как в открытых системах,

не происходит. При правильном подборе параметров головки, оформления и выборе трубы (отверстия) ФИ можно получить от такой АС с ФИ значительное, по сравнению с ЗАС, улучшение воспроизведения звука НЧ. Для этого контур ФИ обычно настраивается на частоту, близкую к резонансной частоте головки. Установлено, что расстройка частоты резонанса ФИ относительно частоты резонанса головки практически не должна превышать $\pm 2/3$ октавы, а часто и совпадать с ней. Для АС с ФИ подходят головки с низкой добротностью ($Q_0 < < 0,6$). Длина трубы всегда должна быть меньше $\lambda_ф/12$, где $\lambda_ф$ — длина волны на резонансной частоте контура ФИ $m_ф s_в$. Резонансная частота $f_ф$ контура ФИ находится из выражения

$$f_ф = (1/2\pi)\sqrt{s_в/m_ф}. \qquad (IX.8)$$

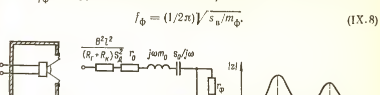


Рис. IX.14. Схематическое изображение АС с ФИ (*а*), ее электроакустический аналог (*б*) и зависимость модуля полного входного электрического сопротивления от частоты (*в*) (обозначения элементов те же, что на рис. IX. 2.)

Работа АС с ФИ определяется добротностью применяемой головки Q_0 объемом оформления (корпуса) $V_в$ и настройкой ФИ при условии поддержания значения добротности ФИ $Q_ф = \omega_ф m_ф / r_ф > 10$, что на практике обычно выполняется. Выражение для СЗД АС с ФИ весьма громоздко, поэтому для облегчения нахождения результатов на рис. IX.15—IX.18 приводятся наборы графических зависимостей (семейства АЧХ) (по оси абсцисс отложена относительная текущая частота $t = \omega/\omega_0$, по оси ординат — модуль суммарной объемной колебательной скорости $x_ф$ АС с ФИ, нормированной к объемной колебательной скорости на поверхности головки x_0, $|k| = x_ф/x_0$). Все они зависят от трех параметров: $n = V_э/V_в$ — относительного объема оформления, $l = = \omega_0/\omega_ф$ — относительной настройки ФИ и Q_0 — добротности головки. Каждый рисунок выполнен при фиксированных значениях Q_0 и n для семейства кривых с различной расстройкой ФИ относительно резонансной частоты головки.

С помощью приведенных кривых могут быть решены различные задачи:

1) исходя из желаемой формы АЧХ АС подобраны параметры головки и объем корпуса (оформления);

2) по имеющейся головке и ориентировочному объему оформления определены целесообразность и возможность применения именно этого вида оформления;

3) сравнены чувствительность АС с ФИ с таковой для ЗАС соответствующего объема.

Для расчета АС с ФИ кроме определения данных головки и оформления требуется рассчитать параметры трубы ФИ по допустимым

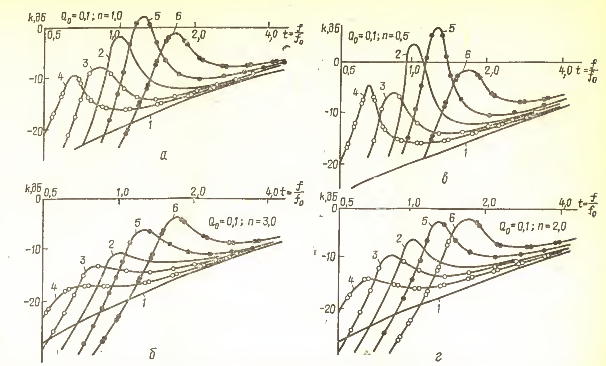


Рис. IX.15. Семейства АЧХ АС с ФИ для $Q_0 = 0,1$ при разных значениях $n = V_э/V_в$ (*а* — *г*):

1 — АЧХ ЗАС без ФИ; *2* — АЧХ при настройке ФИ на частоту головки ω_0; *3* — то же при настройке ФИ на 1/3 октавы ниже ω_0; *4* — то же при настройке ФИ на 2/3 октавы ниже ω_0; *5* — то же при настройке ФИ на 1/3 октавы выше ω_0; *6* — то же при настройке ФИ на 2/3 октавы выше ω_0.

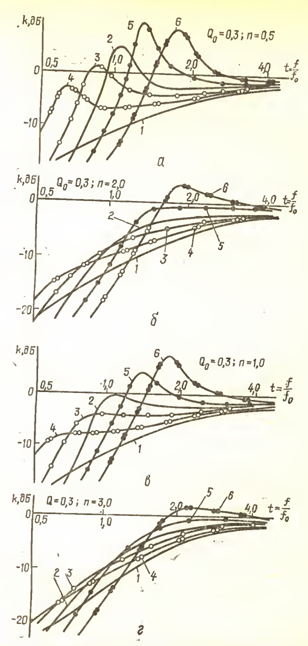


Рис. IX.16. Семейства АЧХ АС с ФИ для $Q_0 = 0,3$ при разных значениях n ($а - г$) (обозначения кривых те же, что на рис. IX. 15).

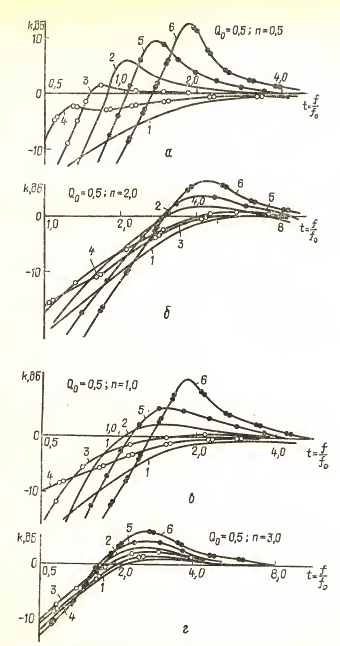


Рис. IX.17. Семейства АЧХ АС с ФИ для $Q_0 = 0{,}5$ при разных значениях n (а — г) (обозначения кривых те же, что на рис. IX. 15).

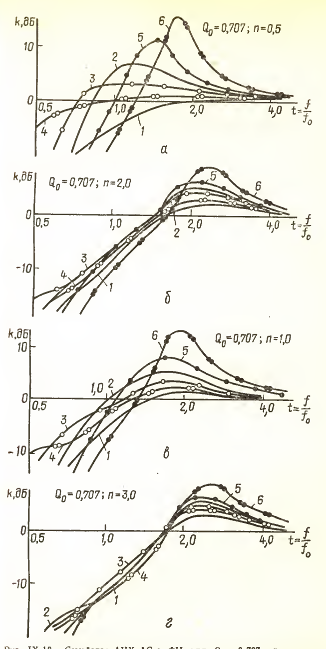


Рис. IX.18. Семейства АЧХ АС с ФИ для $Q_0 = 0,707$ при разных значениях n ($а - г$) (обозначения кривых те же, что на рис. IX, 15).

потерям в ней. Из эмпирической зависимости значения активных потерь от параметров трубы получены выражения для их расчета:

$$h = 2{,}34 \cdot 10^3 D^2/(V_в f_ф^2) - 0{,}85\,D,$$
$$D = 1{,}82 \cdot 10^{-4} V_в f_ф^2 \left[\sqrt{1 + 6{,}15 \cdot 10^5/V_в f_ф^3\, Q_ф} + 1\right],$$

где h — длина; D — диаметр; $f_ф$ — резонансная частота ФИ (контура $m_ф s_в$). Последняя определяется по z-метровым характеристикам (рис. IX.14,в) как частота провала на частоте $f_ф$ между пиками на частотах f_1 и f_2. По этой же кривой можно контролировать значения $Q_ф$: если $Q_ф > 10$, то пики на этих кривых примерно одинаковы по высоте и их уровень по отношению к уровню провала большой. Модуль величины $Q_ф$ численно можно определить с помощью z-метровых характеристик по выражению

$$Q_ф = \frac{f_ф}{f_0}\,\frac{1}{\alpha}\,\frac{1}{Q_0}\left(\frac{z - z_ф}{z_ф - 1} \cdot \frac{1}{z}\right), \qquad \text{(IX.9)}$$

где $\alpha = (f_2^2 - f_ф)(f_ф^2 - f_1^2)/(f_1^2 f_2^2)$; $z = z_0/R$; $z_ф = r_ф/R$ (здесь z_0 — модуль полного сопротивления головки при резонансе).

Пример. Необходимо найти параметры АС с ФИ и головкой 50ГД-4 ($f_0 = 25$ Гц, $Q_0 = 0{,}3$, $V_э = 150$ л, эффективный диаметр диффузора $d_{эф} = 25$ см) и $Q_ф = 20$ для максимально плоской АЧХ на НЧ.

Из рис. IX 16 для случая $Q_0 = 0{,}3$ видно, что при $n = 0{,}5$ АЧХ сильно неравномерны и, кроме того, объем оформления значительный ($V_в = 300$ л). При $n = 1{,}0$, т. е. когда внутренний объем оформления равен 150 л, кривые наиболее приемлемые (по неравномерности), но следует еще выбрать кривую *3*, соответствующую настройке ФИ на частоту на 1/3 октавы ниже частоты головки, т. е. 20 Гц, так как АЧХ АС в этом случае равномерно понижается в область НЧ со спадом 3...4 дБ до частоты $0{,}8 f_0$. При необходимости расширить АЧХ в область более низких частот надо выбрать кривую, соответствующую настройке ФИ на частоту на 2/3 ниже резонансной частоты головки, т. е. на частоту 16 Гц. В этом случае АЧХ равномерно понижается со спадом 7...8 дБ до частоты $0{,}65 f_0$. Эти две кривые наиболее приемлемы. При $n = 2$, т. е. когда внутренний объем равен 75 л, результаты будут значительно хуже. Выберем кривую, которая соответствует второму случаю ($n = 1$): $f_ф = 20$ Гц, $V_в = 150$ л. Далее найдем диаметр и длину сечения трубы ФИ:

$$D = 1{,}82 \cdot 10^{-4} \cdot 150 \cdot 10^{-3} \cdot 20^2 \left[\sqrt{1 + 6{,}15 \cdot 10^5/(150 \cdot 10^{-3} \cdot 20^3 \cdot 20)} + 1\right] = 6{,}72 \cdot 10^{-2} = 6{,}7 \text{ см},$$
$$h = 2{,}34 \cdot 10^3 \cdot 6{,}73^2 \cdot 10^{-4}/(150 \cdot 10^{-3} \cdot 20^2) - 0{,}85 \cdot 6{,}73 \cdot 10^{-2} = 12 \cdot 10^{-2} = 12 \text{ см}.$$

Если принять внутренние размеры ящика равными $0{,}8 \times 0{,}5 \times 0{,}37$ м, то видно, что длина трубы не превышает конструктивно-допустимого значения. По критерию $h < \lambda_ф/12$ длина трубы также допустима, так как в рассмотренном случае $\lambda_ф/12 = 1{,}42$ м.

5. Акустическая система с пассивным излучателем [3, 6]

АС с ПИ — одна из разновидностей ФИ систем и отличается от ЗАС наличием дополнительной подвижной системы (в простейшем случае — подвижной системы НЧ головки без катушки и магнитной цепи), которая возбуждается колебаниями воздуха в закрытом корпусе при работе НЧ головки, излучая звуковые волны НЧ. В результате суммарное звуковое давление, развиваемое АС с ПИ на НЧ, значительно больше, чем ЗАС равного объема и с той же НЧ головкой. АС с ПИ (рис. IX.19,*а*) по принципу действия сходна с АС с ФИ, только масса воздуха в трубе ФИ заменена массой подвижной системы ПИ. Изменяя массу и упругость $s_п$ последней, значительно проще

Рис. IX.19. Схематическое изображение АС с ПИ (*а*) и ее электроакустический аналог (*б*):
$r_п$ — активные потери; $s_п$ — гибкость подвеса ПИ; $m_п$ — масса подвижной системы ПИ (обозначения остальных элементов те же, что на рис. IX. 2).

варьировать резонансную частоту ПИ, чем таковую ФИ, в котором для этого требуется изменять размеры отверстия, диаметр и длину трубы.

Площадь диффузора ПИ обычно выбирается равной площади диффузора головки НЧ или больше, на значение массы не накладывается строгих ограничений. Настройка ПИ практически на любую частоту резонанса $f_п$ его массой $m_п$ и гибкостью объема воздуха $s_п + s_в$ не вызывает затруднений по сравнению с ФИ:

$$f_п = (1/2\pi)\sqrt{(s_п + s_в)/m_п}. \qquad (IX.10)$$

Однако собственно ПИ характеризуется не только массой, но также упругостью подвеса $s_п$, так что АС с ПИ — более сложная колебательная система, чем ЗАС или АС с ФИ.

В основу расчета АС с ПИ может быть положена схема ее электроакустического аналога (рис. IX.19,*б*). Здесь r_0 и $r_п$ активные потери в головке и в ПИ соответственно. Поведение АС с ПИ описывается пятью параметрами: n, $l = f_0/f_п$, P, Q_0, $Q_п$. Здесь кроме параметров, описывающих АС и ФИ, появился новый параметр $P = s_в/s_п$, характеризующий относительную упругость подвеса ПИ, т. е. отношение упругости воздуха внутри оформления к упругости подвеса ПИ. Добротность ФИ заменяется добротностью ПИ, равной $Q_п = \omega_п m_п/r_п$. Число переменных сокращается до четырех после выбора значения $Q_п$, фиксированного и в диапазоне $Q_п > 5$ и не влияющего на результаты. Характеристики АС с ПИ зависят от добротности

головки, объема оформления, настройки ПИ и упругости его подвеса при условии поддержания добротности ПИ в области значений, больших 5. На рис. IX.20—IX.22 приведены наборы графических зависимостей (семейства АЧХ), каждый рисунок выполнен для фиксированных значений Q_0, $Q_п$ и n для семейства кривых с различными зна-

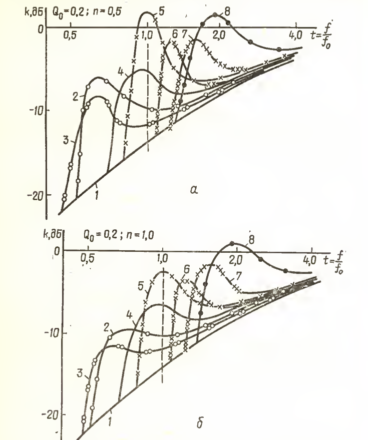


Рис. IX.20. Семейства АЧХ АС с ПИ для $Q_0 = 0{,}2$ при разных значениях n (а, б): 1 — АЧХ ЗАС без ФИ и ПИ; 2 — $P = 3$, $l = 3$; 3 — $P = 2$, $l = 3$; 4 — $P = 2$, $l = 2$; 5 — $P = 3$, $l = 2$; 6 — $P = 0{,}5$, $l = 1$; 7 — $P = 1$, $l = 1$; 8 — $P = 2$, $l = 1$.

чениями настройки ПИ и относительными упругостями его подвеса. Как видно из кривых, ПИ целесообразно настраивать на частоту в 2... ...3 раза меньшую резонансной частоты головки, т. е. выбирать $l =$ $= 2...3$ (в ФИ отличие этих частот незначительно), значение добротностей головок составляет 0,2...0,8 и связано с объемом оформления: при меньшем объеме следует выбирать меньшую добротность.

С помощью приведенных кривых могут быть решены различные задачи. Например, задавшись желательной формой АЧХ, типом го-

ловки и предположительным объемом оформления, можно выбрать параметры ПИ (его массу и гибкость). Если желаемая форма АЧХ не получается, достичь требуемого проще всего увеличением объема оформления. Но могут возникнуть такие сочетания добротности голов-

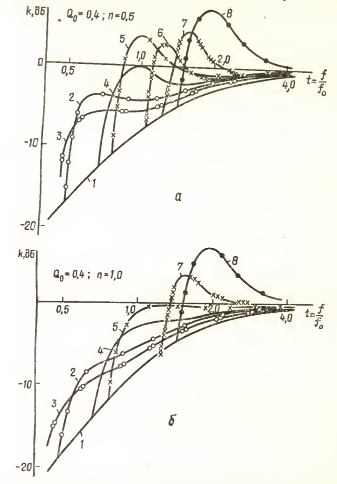


Рис. IX.21. Семейства АЧХ АС с ПИ для $Q_0 = 0{,}4$ при разных значениях n (*а*, *б*) (обозначения кривых те же, что на рис. IX. 20).

ки и объема корпуса (оформления), при которых желательную форму АЧХ получить затруднительно.

Пример. Необходимо найти параметры АС с ПИ и головкой 30ГД-1 ($f_0 = 25$ Гц, $Q_0 = 0{,}4$, $V_э = 160$ л) для максимально плоской АЧХ на НЧ. Из рис. IX.21 для $Q_0 = 0{,}4$ видно, что наилучшие результаты могут быть получены при $n = 0{,}5$, тогда внутренний объем оформления составит 320 л. При выборе частоты настройки и гибкости под-

веса ПИ предпочтение следует отдать кривым с параметрами $l = 8$, $P = 2$ (кривая 3) и $l = 3$, $P = 3$ (кривая 2). АЧХ, изображенная кривой 3, наиболее протяженная в область НЧ, спад плавный, но достигающий примерно 9 дБ на частоте 13 Гц. Выигрыш по звуковому

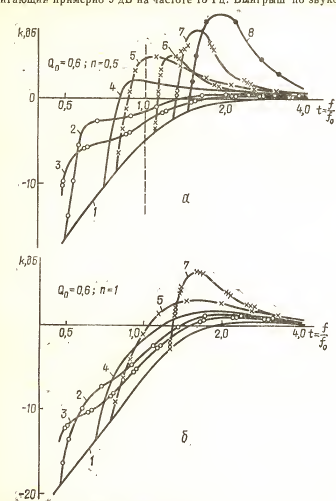


Рис. IX.22. Семейства АЧХ АС с ПИ для $Q_0 = 0,6$ при разных значениях h (*а*, *б*) (обозначения кривых те же, что на рис. IX. 20).

давлению по сравнению с ЗАС (кривая 1) составляет примерно 10 дБ. Спад АЧХ при $l = 3$ и $P = 3$ (кривая 2) несколько круче и составляет около 9 дБ на частоте 16 Гц, выигрыш по звуковому давлению около 7 дБ. ПИ в обоих случаях нужно настраивать на частоту в три раза ниже резонансной частоты головки, т. е. на 8,3 Гц. Относительные упругости подвеса ПИ равны соответственно $P_1 = s_в/s_{п1} = V_{эп1}/V_в =$

$= 2$, $P_2 = s_в/s_{п2} = V_{эп2}/V_в = 3$, откуда эквивалентный объем ПИ $V_{эп1} = V_в \cdot 2 = 320 \cdot 2 = 640$ л (в первом случае) и $V_{эп2} = V_в \cdot 3 = 320 \cdot 3 = 960$ л (во втором). Очевидно, что гибкость подвеса подвижной системы ПИ должна быть значительной (гибкость — величина обратная упругости). Площадь диффузора ПИ выбирается равной площади диффузора НЧ головки, а масса вычисляется по формуле (IX.10) и должна быть такой, чтобы с упругостью $s_в + s_п$ обеспечить резонансную частоту ПИ примерно 8 Гц. Добротность ПИ должна превышать 5.

6. Лабиринтная акустическая система [3, 9]

ЛАС представляет собой свернутую трубу, через которую колебания тыльной стороны головки громкоговорителя поступают в окружающую среду, где складываются с колебаниями фронтальной стороны головки. Этим достигается улучшение отдачи на НЧ (по существу ЛАС является ФИ системой). Схема ЛАС показана на рис. IX.23 (H — высота корпуса, a — ширина, b — глубина). Для нормальной работы ЛАС лабиринт должен представлять собой узкую трубу, что удовлетворительно выполняется при $a < 0{,}1\lambda$. Условия распространения волны в узкой трубе не зависят от того, прямая труба или выполнена в виде лабиринта. В трубе с потерями характер изменения

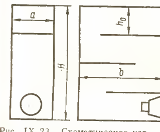


Рис. IX.23. Схематическое изображение ЛАС.

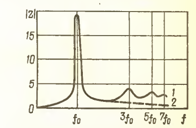


Рис. IX.24. Зависимость модуля полного входного сопротивления ЛАС от частоты для трубы с потерями (1) и для линии с потерями (2).

входного сопротивления с частотой имеет вид, показанный на рис. IX. 24 (кривая 1). Для линии с потерями на определенных частотах в трубе возникает резонанс, аналогичный резонансу параллельного колебательного контура с сосредоточенными параметрами (кривая 2). Вблизи первой резонансной частоты кривые входного сопротивления трубы и контура практически совпадают, поэтому лабиринт можно представить в виде контура, соответствующего ФИ с объемом $V_в$ и массой воздуха в нем $m_в$.

Основное значение для расчета ЛАС имеет первый резонанс, определяемый условием

$$c/f_к = \lambda = 4l, \qquad \text{(IX.11)}$$

где l — эффективная длина трубы лабиринта. Сначала определяется возможная добротность корпуса ФИ по формуле $Q_к = l^2/V_в\,(2N - 1)$, где N — номер резонанса; $V_в$ — внутренний объем корпуса АС. На-

пример, если высококачественная АС имеет параметры $f_к = 50$ Гц и $V_в = 30$ л, то добротность на первом резонансе будет $Q_к = 200$. Активные потери в корпусе за счет щелей и других дефектов могут несколько снизить это число, но добротность останется достаточно большой и можно применить формулы

$$V_э/V_в = [(0{,}75/Q_0^2) - 1]\,[2\,(1 - Q_0^2)]^{-1} - 1, \qquad (IX.12)$$

$$f_к/f_0 = \sqrt{0{,}125/(1 - Q_0^2)}\,/Q_0. \qquad (IX.13)$$

из которых видно, что объем корпуса и резонансная частота однозначно определяются значением добротности. Отсюда вычисляются объем корпуса $V_в$ и его резонансная частота $f_К$, а далее по формуле (IX.11) — эффективная длина лабиринта, представляющая собой сумму $l = l_т + \Delta l$ (здесь $l_т$ — собственно длина трубы, Δl — поправка, вызванная краевым эффектом открытого конца трубы: $\Delta l = 1{,}7\sqrt{V_в/\pi l}$). По найденному значению $l_т$ определяется сечение трубы $S = V_в/l_т$. Из схемы лабиринта следует, что внутренний объем корпуса разделен рядом перегородок; они должны быть расположены так, чтобы площадь сечения трубы была равна S во всех коленах. Объем корпуса $V_в = abH$, поэтому должно выполняться соотношение

$$l_т = kb, \qquad (IX.14)$$

где k — количество отрезков трубы, образованных перегородками. Длина перегородок рассчитывается по формуле

$$l_п = b - (S/a), \qquad (IX.15)$$

высота системы — по выражению $H = h_0k$, где $h_0 = S/a$ — высота каждого отрезка трубы (см. рис. IX.23). Высота системы определяется

$$H = xS/a. \qquad (IX.16)$$

Обычно отношение высоты H к ширине a выбирается в пределах $x = 1{,}5...2$. Но в общем случае $H = xa$, поэтому формула (IX.16) представляется как

$$k = xa^2/S, \qquad (IX.17)$$

т. е. при заданном произвольном значении x и выбранной ширине ЛАС можно определить количество отрезков, из которых состоит лабиринт. Ширина ЛАС должна быть больше диаметра головки d_0, т. е. $a = d_0 + (10...30)$ мм. По формулам (IX.14) и (IX.17) находится глубина корпуса ЛАС

$$b = l_т/k = V/xa^2. \qquad (IX.18)$$

Конструктивный объем должен быть больше вычисленного на объем, занимаемый головкой и пластинами перегородок. Объем, занимаемый пластинами, определяется по формуле

$$\Delta V = l_п a\,(k - 1)\,t = at\,[b - (S/a)]\,(k - 1),$$

где t — толщина пластины (обычно 4...6 мм). При определении количества отрезков трубы по выражению (IX.17) значение x может оказаться не целым числом. Тогда его следует округлить до ближайшего целого числа и уточнить параметры конструкции по формулам (IX.17) и (IX.18).

7. Рупорная акустическая система [3, 9]

Электродинамическая головка может быть нагружена на рупор. Известны две модификации устройства рупорных головок. В первой из них, так называемой широкогорлой, горло рупора непосредственно примыкает к диффузору головки. За счет того, что диаметр устья больше диаметра диффузора головки, направленность такого рупора острее направленности головки. Поэтому звуковая энергия концентрируется на оси рупора и звуковое давление здесь возрастает.

Во второй модификации (узкогорлой) рупор сочленяется с диафрагмой (диффузором) головки через предрупорную камеру, играющую роль акустического согласующего трансформатора. Здесь согласуются механические сопротивления подвижной системы головки

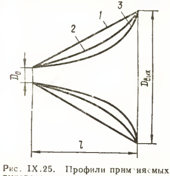


Рис. IX.25. Профили применяемых рупоров:
1 — конический; 2 — экспоненциальный; 3 — гиперэкспоненциальный.

Рис. IX.26. Зависимость процентного приращения площади сечения рупора от граничной частоты

и горла рупора, что увеличивает нагрузку на диафрагму и как бы повышает ее сопротивление излучения, благодаря чему значительно возрастают коэффициент полезного действия и звуковое давление.

Имеется много различных типов рупоров (рис. IX.25), но в бытовой аппаратуре наиболее часто применяют экспоненциальный рупор, сечение которого изменяется по закону $S = S_0 e^{\beta x}$, где S_0 — площадь входного отверстия рупора; β — коэффициент, характеризующий скорость нарастания экспоненты, x — координата осевой длины. Поперечное сечение такого рупора увеличивается на одинаковое процентное значение через каждую единицу его осевой длины. На рис. IX. 26 представлена зависимость требуемого процентного приращения поперечного сечения рупора на 1 см осевой длины от нижней граничной частоты. Так, чтобы обеспечить воспроизведение рупором нижней граничной частоты 60 Гц, площадь поперечного сечения должна увеличиваться на 2 % через каждый 1 см его осевой длины. Эту зависимость можно представить и в виде следующего выражения: $f_{н.гр} = 6{,}25 \cdot 10^3 \lg(0{,}01k + 1)$, где k — приращение площади поперечного сечения, %/см. Для НЧ (до 500 Гц) это выражение упрощается и принимает вид $f_{н.гр} = 27k$.

Если рупор квадратного или круглого сечения, то сторона квадрата или диаметр круга на каждом сантиметре длины рупора должны увеличиваться на $\sqrt{k}$ %. Если же рупор прямоугольного сечения с постоянной высотой, то ширина сечения рупора должна увеличи-

гаться на $k\%$ на каждый сантиметр его длины. Однако выдержать необходимое процентное увеличение сечения еще недостаточно для хорошего воспроизведения НЧ. Нужно иметь достаточную площадь его выходного отверстия — устья. Его диаметр (или диаметр равновеликого круга) должен подчиняться выражению $D \geqslant \lambda_{н.гр}/\pi \approx \approx 110/f_{н.гр}$. Так, для нижней граничной частоты 60 Гц диаметр устья составит около 1,8 м. Для более низких граничных частот размеры устья будут еще больше. Кроме того, рупорная головка, хорошо воспроизводя НЧ (выше нижней граничной частоты), недостаточно хорошо воспроизводит широкий частотный диапазон. Учитывая это, целесообразно иметь две рупорные головки: одну для воспроизведения НЧ, а другую — для ВЧ. На рис. IX. 27 представлены внешний вид и сечение такой АС с двумя рупорными головками и ФИ для воспроизведения частот ниже нижней граничной частоты рупора.

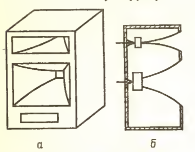


Рис. IX.27. АС с двумя рупорными головками и ФИ:
а — внешний вид; *б* — сечение.

Применение НЧ рупорных оформлений в жилых помещениях ограничено размерами помещения. Однако если такая возможность имеется, то расчет рупора следует начинать, задавшись площадью устья по выбранной нижней граничной частоте, уменьшая сечение на $k\%$ на каждый сантиметр осевой длины до тех пор, пока не будет достигнута площадь сечения, равная площади диффузора головки. Для того чтобы сопрячь головку с широкогорлым рупором, нужно иметь рупор с сечением той же формы, т. е. круглым или эллиптическим. Для узкогорлых рупоров идентичность формы сечения и диафрагмы головки необязательна, так как горло и диафрагма сочленяются через предрупорную камеру. Высота камеры должна быть существенно больше амплитуды колебаний подвижной системы головки

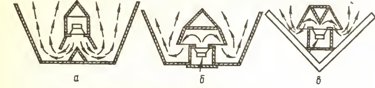


Рис. IX.28. Конструкции свернутых рупоров:
а, *в* — головка обращена внутрь; *б* — головка обращена наружу.

во избежание возникновения сильных нелинейных искажений из-за несимметричности деформации объема воздуха в камере. Однако, слишком большая высота предрупорной камеры ухудшает воспроизведение ВЧ.

Иногда для уменьшения габаритных размеров АС применяются свернутые рупоры (рис. IX.28), которые рассчитываются практически так же, как и обычные. При расчете профиля необходимо следить за тем, чтобы в местах перехода (сгиба колен) не было резких изменений сечений, вызывающих нерегулярности в частотной характеристике.

8. Сравнение разных типов акустических систем [5, 6, 9]

Различие типов и конструкций АС определяется способом получения требуемой АЧХ в области НЧ. При определенном типе головки НЧ громкоговорителя и рассчитанном по ее параметрам корпусе АЧХ, выбранные по критерию линейности, отличаются крутизной, значением выбросов, их числом и т. п. На рис. IX.29 показаны АЧХ для АС с ФИ в виде трубы (кривая *1*) и с ПИ (кривая *2*), а также для ЗАС (кривая *3*). Для всех кривых добротность головки $Q_0 = 0,63$, добротность корпусов $Q_к = 89$ и добротность ПИ $Q_п = 7$. Из сопоставления кривых *1* и *2* видно, что АС с ФИ в виде трубы воспроизводит более широкий диапазон частот снизу, чем АС с ПИ, кроме того, крутизна спада у АС с ФИ в виде трубы меньше, чем у АС с ПИ, поскольку первая из них представляется фильтром четвертого, а вторая — пятого порядка. Меньшая крутизна спада может рассматриваться двояко — как достоинство (бо́льшая равномерность и линейность ФЧХ), но и как недостаток (перегрузка диффузора излишней на частотах ниже резонансной частоты головки амплитудой его смещения, вызывающая рост нелинейных искажений и ограничение допустимого значения подводимой к головке мощности). ЛАС эквивалентна АС с ФИ в виде трубы, но в области частот, выше резонансной, имеет ряд спадающих по амплитуде максимумов излучения, определяющих неравномерность АЧХ порядка нескольких децибел. Параметры ЛАС зависят от конструкции корпуса, и поэтому настройка таких систем затруднена, из-за чего они применяются редко. Наилучшие акустические характеристики при достаточной простоте изготовления и настройки, по мнению многих разработчиков, имеет АС с ФИ в виде трубы (туннеля), что объясняет ее широкое применение. Из сравнения АС с ФИ и ЗАС следует, что ЗАС уступают первым по отдаче на НЧ, так как имеют значительно большую частоту среза. При этом у ЗАС крутизна спада меньше и отдача на частотах ниже (0,4...0,5) f_0 более высокая. Для высококачественных ЗАС используются головки с резонансными частотами 20...35 Гц, что позволяет получить от АС заметную отдачу на частотах 15...20 Гц, но требует применения корректирующих ФВЧ с амплитудными усилителями-корректорами в УМЗЧ для подавления на этих и более НЧ помех, например, рокота двигателей ЭПУ. АС с ФИ практически такие частоты не излучают, так как они имеют большую крутизну спада АЧХ при уменьшении частоты, что является их преимуществом.

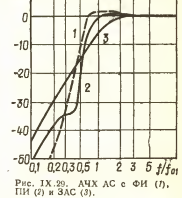


Рис. IX.29. АЧХ АС с ФИ (*1*), ПИ (*2*) и ЗАС (*3*).

9. Измерение параметров акустических систем [2, 6, 7]

Параметры, характеризующие работу АС, определяются путем специальных измерений, которые можно разделить на две основные группы: электроакустические и электрические. Первые из них хотя и несут наибольшую информацию, вместе с тем и наиболее сложны,

так как для своего выполнения требуют не только сложной аппаратуры, но и специальных условий измерений, которыми могут располагать только хорошо оснащенные лаборатории, оборудованные специализированными заглушенными звукомерными камерами (рис. IX.30). Для измерения характеристик в области самых НЧ камера должна быть большой, а размеры ее — сравнимы с длиной волны на нижней граничной частоте воспроизводимого АС диапазона частот (на частоте 50 Гц длина волны звука около 7 м). Стены, потолок и пол камеры отделываются звукопоглощающим покрытием, в качестве которого обычно используются клинья из тонкого стекловолокна. И большие размеры камеры, и ее отделка служат одной цели — исключить в камере отра-

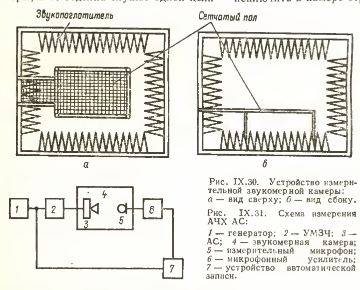


Рис. IX.30. Устройство измерительной звукомерной камеры:
а — вид сверху; *б* — вид сбоку.

Рис. IX.31. Схема измерения АЧХ АС:
1 — генератор; *2* — УМЗЧ; *3* — АС; *4* — звукомерная камера; *5* — измерительный микрофон; *6* — микрофонный усилитель; *7* — устройство автоматической записи.

жение, создать условия, приближающиеся к условиям свободного пространства, чтобы при оценках измерять только прямую волну звука. Здесь определяются основные параметры АС: АЧХ как осевые, так и под различными углами к оси, их неравномерности, СЗД, характеристическая чувствительность, среднее звуковое давление, характеристики направленности, коэффициенты гармоник и др. Типичная схема измерительной установки приведена на рис. IX.31. Напряжение от звукового генератора *1* подается на УМЗЧ *2*, выходное напряжение которого подводится к испытываемой АС *3*. Звуковое давление, развиваемое ею, воздействует на измерительный микрофон *5*, имеющий весьма ровную (плоскую) АЧХ, т. е. чувствительность мало зависящую от частоты. Выходное напряжение с микрофона подается на микрофонный усилитель *6*, к которому подключено устройство автоматической записи характеристик *7*. Последнее состоит из механизма, протягивающего бумажную ленту и пишущего (перо), перемещающегося перпендикулярно направлению движения ленты. Механизм протягивания обычно жестко скреплен с валом КПЕ звукового генератора, при вращении которого изменяется (примерно по логарифмическому закону) частота генератора, значит, и перемещение ленты происходит по логарифмическому закону в соответствии

с изменением частоты. Перемещение пишущего механизма (пера) благодаря соответствующей схеме микрофонного или вспомогательного усилителя происходит пропорционально логарифму входного напряжения микрофонного усилителя и тем самым — логарифму звукового давления, воздействующего на микрофон. В результате запись на бланке автоматического устройства происходит в двойном логарифмическом масштабе как по оси ординат (в децибелах), так и по оси абсцисс. Если на этом бланке записывать не только осевые АЧХ головки или АС, но и характеристики под разными углами, то можно судить о направленности этой головки или АС (рис. IX.32). Если вместо пера подключить анализатор гармоник, то можно оценить и нелинейные искажения. Характеристики направленности и АЧХ определяют

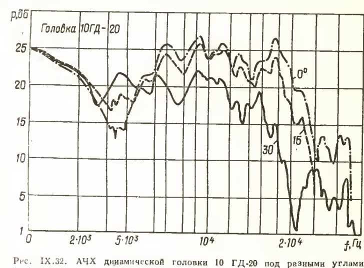


Рис. IX.32. АЧХ динамической головки 10 ГД-20 под разными углами относительно оси диаграммы направленности.

не только на чистых тонах (синусоидальных сигналах), но и на полосах шума. В настоящее время для измерений шумовыми сигналами наиболее распространены 1/3-октавные полосы шума. Обычно расстояние от испытываемой АС до измерительного микрофона равно 1 м, однако иногда микрофон ставят и на других расстояниях, но результаты все равно приводятся к 1 м. Методика электроакустических измерений устанавливается ГОСТ 16122—84 «Громкоговорители. Методы электроакустических испытаний» [2].

Более доступны измерения электрические. Они дают возможность проверить АС на отсутствие дребезжания, определить ее сопротивление, резонансную частоту, добротность, эквивалентный объем. Для выполнения электрических измерений необходимо иметь лишь звуковой генератор, усилитель и электронный вольтметр. Включая звуковой генератор на испытываемую АС через УМЗЧ и изменяя непрерывно частоту генератора в рабочем диапазоне частот АС, можно путем прослушивания установить наличие или отсутствие дребезжания у АС или у головки. Электрическое сопротивление АС на какой-либо частоте измеряется с помощью магазина сопротивлений методом замещений так, что при переключении вольтметра с него на испытываемую

АС показания прибора не изменяются. Выставленному при этом на магазине сопротивлению и равен модуль полного электрического сопротивления АС или головки. Резонансная частота соответствует максимуму модуля электрического сопротивления АС (рис. IX 33).

Для определения эквивалентного объема головки последовательно находится ее резонансная частота без оформления f_0 и далее резонансная частота f_{01} этой же головки, помещенной в закрытое оформление (ящик) известного внутреннего объема $V_в$. Эквивалентный объем головки $V_э$ рассчитывается по формуле

$$V_э = V_в\left(\frac{f_{01}^2}{f_0^2} - 1\right).$$

Например, если резонансная частота головки 30 Гц, а при помещении ее в закрытый объем (100 л) — 45 Гц, то эквивалентный объем головки составляет $V_э = 100\,(45^2/30^2 - 1) = 125$ л.

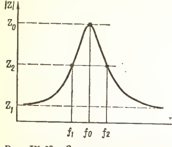


Рис. IX.33. Зависимость модуля полного входного сопротивления динамической головки или АС от частоты.

Для определения добротности (см. рис. IX.33) находится сопротивление испытываемой головки постоянному току z_1 и на резонансной частоте z_0. Далее путем изменения частоты определяются те ее значения (f_1, f_2), при которых сопротивление $z_2 = \sqrt{z_1 z_0}$. Тогда искомое значение добротности Q_0 вычисляется по формуле

$$Q_0 = \sqrt{\frac{z_1}{z_0}}\,\frac{f_1 f_0}{f_0^2 - f_1^2} = \sqrt{\frac{z_1}{z_0}}\,\frac{f_1 f_0}{(f_0 - f_1)(f_0 + f_1)}.$$

Например, пусть сопротивление головки на весьма низкой частоте (практически нулевой) составляет 4 Ом, а на резонансной частоте 30 Гц — 16 Ом и на частоте 20 Гц равно $\sqrt{4 \cdot 16} = 8$ Ом. Тогда

$$Q_0 = \sqrt{\frac{4}{16}}\,\frac{20 \cdot 30}{(30 - 20)(30 + 20)} = \frac{6}{10} = 0{,}6.$$

Приведенный метод оценки резонансной частоты и добротности справедлив для головок без оформления, открытых АС и ЗАС; для АС с ФИ и с ПИ простое понятие добротности не имеет смысла. Однако по АЧХ и по частотной характеристике модуля полного входного электрического сопротивления можно судить о степени эффективности АС с ФИ и с ПИ, как это указывалось выше.

Полные активные потери в АС, включающие в себя активные потери в головке, в корпусе, в материале заполнения и трубе ФИ, могут быть найдены по кривой зависимости модуля полного входного электрического сопротивления от частоты (z-метровые характеристики) соответственно головки без оформления, головки в закрытом оформлении без заполнения, с заполнением и, наконец, в ФИ оформлении того же объема и с той же головкой.

Значение активных акустических потерь $r_{пот}$ определяется из

выражения $r_{пот} = \omega_0 m/Q = s/(\omega_0 Q)$, где m — масса подвижной системы головки; Q — полная добротность головки; s — упругость подвеса подвижной системы головки. Однако обычно находят отношение $r_{пот}/m = \omega_0/Q$ или $r_{пот}/s = 1/(\omega_0 Q)$, поскольку расчет точных значений m и s — довольно сложная задача, а нахождение значений ω_0 и Q не представляет трудности (по z-метровым характеристикам), как изложено выше.

Значение потерь для различных случаев вычисляют по следующим формулам.

Для головки без оформления: акустические потери $r_0/m_0 = \omega_0/Q_0$, полные потери $(r_0 + r_{вн})/m = \omega_0/Q_0$, где r_0 и $r_{вн}$ — соответственно активные собственные и вносимые потери.

Для головки в закрытом оформлении: без заполнения звукопоглощающим материалом $(r_0 + r_{вн} + r_{оф})/m_0 = \omega_{01}/Q_{01}$, с заполнением $(r_0 + r_{вн} + r_{оф} + r_{зап})/m_0 = \omega_{01}'/Q_{01}'$ (здесь $r_{оф}$ и $r_{зап}$ — потери соответственно на излучение через щели акустического оформления и за счет внесения звукопоглощающих материалов; ω_{01}', Q_{01}' — резонансная частота и добротность головки в закрытом оформлении и с заполнением), допустимое значение активных акустических потерь $(r_{вн} + r_0)/(r_{оф} + r_{зап}) > 10$.

Для АС с ФИ: полные потери $(r_0 + r_{вн} + r_{оф} + r_{зап} + r_{тр})/s_в = \frac{1}{\omega_ф Q_ф}$, допустимое значение активных потерь $(r_{вн} + r_0)/(r_{оф} + r_{зап} + r_{тр}) > 10$ (здесь $r_{тр}$ — активные потери в трубе или отверстии ФИ).

Для АС с ПИ: полные потери $(r_0 + r_{вн} + r_{оф} + r_{зап} + r_п)/m_п = \omega_п/Q_п$, допустимое значение активных потерь $(r_0 + r_{вн})/(r_{оф} + r_{зап} + r_п) > 10$ (здесь $r_п$ — активные потери в ПИ).

10. Проектирование и изготовление корпусов акустических систем [5, 6, 9]

Для получения требуемых результатов от АС необходимо не только правильно рассчитать их, но и тщательно изготовить. Основные рекомендации сводятся к следующему.

1. В любом акустическом оформлении недопустимы щели или отверстия, не предусмотренные конструкцией АС. Особенно опасны они на передней стенке, так как через них происходит частичное излучение задней стороны диффузора, находящееся в противофазе с основным излучением головки, что приводит к «акустическому короткому замыканию», эффективность воспроизведения НЧ резко уменьшается и применение корпуса теряет смысл. Головки рекомендуется устанавливать с уплотнением в виде кольцевой прокладки из микропористой или губчатой резины, резиновой трубки, пенопласта ПХВЭ и т. п. Помимо устранения щелевого излучения, при уплотнении достигается другая цель — снижение уровня вибрации передней панели при работе головки. Уплотнением могут служить и картонные дужки (секторы) у головок малой мощности, которые располагают непосредственно на диффузородержателе; в этом случае необходимо уплотнять щели между ними. При креплении головок нужно следить, чтобы винты, шурупы или специальные шпильки притягивали головку не слишком сильно, иначе можно покоробить диффузородержатель и тем самым вызвать перекос подвижной системы головки. При изготовле-

нии АС с ФИ важно, чтобы труба ФИ плотно входила в переднюю панель, а имеющиеся щели были герметизированы.

2. Объем деталей и узлов электрических схем АС (фильтры, УМЗЧ) не должен превышать 25...30 % внутреннего объема корпуса. Несоблюдение этого требования приведет к ухудшению отдачи АС на НЧ из-за увеличения упругости воздуха по сравнению с расчетным значением и к общем уменьшению звукового давления, развиваемого АС.

3. Диаметр отверстия для головки должен быть равен полному диаметру диффузора вместе с гофром. Это исключит возможность касания гофра стенок оформления при колебаниях подвижной системы головки. Диффузор головки защищают от возможного внешнего механического повреждения, прикрывая отверстие декоративной тканью, металлической или пластмассовой сеткой со стороной ячейки 5... ...8 мм. Однако надо помнить, что облицовочные и декоративные элементы часто отрицательно влияют на АЧХ головки: плотная ткань ухудшает звуковоспроизведение в области СЧ и ВЧ. Нежелательное влияние может оказать и декоративный материал, закрывающий отверстие ФИ. Толстые стенки жалюзи могут иногда вызвать резонансные явления, и в АЧХ АС появятся дополнительные пики и провалы.

4 ВЧ и СЧ головки помещаются в общий корпус АС вместе с НЧ при условии их акустического отделения от НЧ головок; для этого изготавливается специальный бокс из фанеры, пластмассы или металла либо (как минимум) они закрываются сзади специальными колпаками. Эти меры устраняют воздействие на ВЧ и СЧ головки излучения задней стороной диффузора НЧ головки. Щели между боксом и корпусом, а также в самом боксе недопустимы.

5. Для снижения уровня звукоизлучения корпуса от вибраций его конструкций применяются меры для повышения резонансных частот стенок корпуса, так как при этом падают амплитуда виброускорений и уровень излучения, возрастает направленность излучения боковых стенок и снижается их вклад в звуковое поле по оси. Кроме того, увеличивается эффективность звукопоглощающих покрытий и уменьшается энергия, возбуждающая стенки корпуса. Ориентировочные значения резонансных частот для фанерной стенки размерами 0,8 × 0,45 м и толщиной 18 мм — 70...400 Гц.

С целью повышения резонансных частот стенок корпуса применяются следующие конструктивные меры.

а) Увеличение толщины $h_{пл}$ (так как жесткость панели пропорциональна $h_{пл}^3$). На практике толщина ограничивается требованиями на допустимую массу АС и обычно составляет для систем мощностью 50...100 Вт — 18...22 мм, 35...50 Вт — 12. .18 мм, 10...35 Вт — 10... ...12 мм (материал: фанера или ДСП). Наибольшая разница в уровнях вибрации наблюдается при изменении толщины стенок от 4 до 8 мм: средний уровень ускорений на НЧ при этом уменьшается на 40...45 дБ. При увеличении же толщины стенок от 14 до 20 мм уменьшение составляет лишь 5 дБ. Таким образом, существует такая предельная толщина стенок, при которой дальнейший ее рост практически не влияет на характер АЧХ. Изменение толщины стенок существенно сказывается на уровнях вибраций в частотном диапазоне до 1000 Гц, на более ВЧ амплитуды вибраций незначительны.

б) Увеличение жесткости E и снижение плотности ρ (так как частота повышается пропорционально $\sqrt{E/\rho}$). Выбор материала для стенок корпуса — серьезная задача. В отечественной практике используют ДСП или фанеру, параметры которых близки: для фанеры значение модуля Юнга $E \cdot 10^{-8}$ составляет 13,4 Н/м², для ДСП — 12 Н/м²,

плотности $\rho \cdot 10^{-3}$ — соответственно 0,75 и 0,6 кг/м³, коэффициенты потерь — 0,013 и 0,06. Зарубежные фирмы применяют материалы, специально разработанные для корпусов АС, например «Рэзиемикс», ДСП с латексными наполнителями, вспененные пластмассы, пенобетон с синтетическими наполнителями и др.

в) Выбор формы стенок корпуса. Для прямоугольных стенок резонансная частота наиболее «чувствительна» к изменению короткого размера b ($f \approx \sqrt{b}$). Поэтому предпочтительнее стенки корпуса, особенно передние и задние, делать узкими и длинными. Ограничение на выполнение этого требования накладывает размер НЧ головки. Кроме того, неравномерность АЧХ можно снизить на 6...7 дБ за счет уменьшения интерференционных явлений взаимодействия полей головки и отражения от стенок путем несимметричного расположения головки НЧ на передней стенке (рис. IX. 34), а это требует увеличения ее ширины, что, в свою очередь, несколько поднимает уровень вибраций.

г) Применение ребер жесткости, особенно расположенных параллельно длинной стороне или по диагонали стенки, может повысить резонансную частоту корпуса более чем вдвое. Следует обеспечить их жесткое соединение со стенкой жестким клеем, шурупами, иначе не будет их эффективного влияния. Для повышения общей жесткости корпуса используют ребра и вдоль углов.

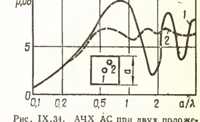


Рис. IX.34. АЧХ АС при двух положениях головки на передней панели:
1 — симметричное; 2 — несимметричное; λ — длина волны.

д) Применение стяжек (или распорок) между стенками, например, между двумя боковыми или задней стенкой и дном и т. п.

е) Применение конструктивных мер, направленных на сдвиг резонансных частот одной стенки относительно другой, так как при их совпадении уровень звукоизлучения возрастает.

6. Для снижения амплитуд вибраций стенок на их резонансных частотах, а следовательно, и уменьшения их вклада в звукоизлучение от корпуса применяются специальные покрытия. В настоящее время известны четыре основных типа покрытий, различающихся по виду деформации, которая и определяет способ поглощения вибраций.

а) Тип 1 — жесткие покрытия (табл. IX.5) представляют собой слой жесткой пластмассы, наносимый на демпфируемую поверхность. Поглощение энергии обеспечивается при изгибных колебаниях стенки, что обусловливает деформации растяжения — сжатия вдоль поверхности покрытия.

Таблица IX.5. **Некоторые виды жестких вибропоглощающих покрытий и их параметры**

Покрытие	Коэффициент потерь η	$E \cdot 10^{-8}$, Н/м²	$\rho \cdot 10^{-3}$, кг/м³
«Агат» листовой	0,25	20,5	1,35
«Антивибрит-2», мастика	0,45	29,0	1,57
А-5, мастика	0,5	35,0	1,53
ВМЛ-25 листовой	0,4	32,5	1,6

Покрытия в виде листовых материалов (типа «Агат», ВМЛ-25 и др.) наносятся на поверхность с помощью клея ПН-Э или ЭПК-519 под прижимом. Мастичные материалы наносятся напылением, штапелированием или шприцеванием слоями по 2...4 мм до получения необходимой толщины.

б) Тип 2 — жесткое покрытие с прокладкой — между слоем жесткой пластмассы и демпфируемой стенки находится прокладка из легкого или жесткого материала. В связи с удалением слоя пластмассы от плоскости деформируемой стенки деформации растяжения — сжатия увеличиваются, и коэффициент потерь возрастает. В качестве прокладки обычно применяется пенопласт типа ПХВ-1 или ПУ-101. Физико-механические свойства ПХВ-1 следующие: $\rho = 0{,}1 \cdot 10^{-3}$ кг/м³; $\eta = 0{,}02$; $E = 34 \cdot 10^{-8}$ Н/м².

в) Тип 3 — армированные вибропоглощающие покрытия представляют собой слой из жесткого материала, например алюминиевой фольги.

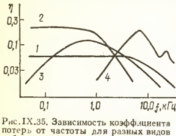


Рис. IX.35. Зависимость коэффициента потерь от частоты для разных видов вибропоглощающих покрытий:

1 — жесткое; 2 — жесткое с прокладкой; 3 — армированное; 4 — мягкое.

г) Тип 4 — мягкие вибропоглощающие покрытия представляют собой слой вязкоупругого материала, в котором при поперечных смещениях демпфируемой поверхности возникают упругие волны в направлении его толщины. В качестве мягких покрытий применяют различные сорта резин, пластифицированный поливинилхлорид и др.

Коэффициент потерь всех видов покрытия существенно различается в зависимости от диапазона частот (рис. IX.35). В области НЧ и СЧ (самая «опасная» для корпусов АС область) наибольшую эффективность имеют жесткие (*а*) или жесткие с прокладкой (*б*) покрытия. В области ВЧ — мягкие (*г*) покрытия.

Покрытия выбирают с учетом характера спектра вибраций корпуса. Если размеры корпуса (60...100 л), материал и толщина стенок (фанера или ДСП 10...20 мм) определяют НЧ характер первых резонансных частот (до 800 Гц), то наиболее эффективно жесткое покрытие («Агат», ВМЛ-25 и др.). Для корпусов малого объема из очень жестких материалов достаточным может оказаться применение мягких покрытий (резины и др.).

Жесткое покрытие целесообразно наносить с одной стороны; если позволяют габариты АС, то относить его дальше от плоскости стенки с помощью прокладок из полихлорвинила и др. Толщина покрытия $h_п$ выбирается из условия обеспечения требуемого коэффициента потерь, значение которого зависит от заданного уровня звукопоглощения. Для АС обычно $h_п = (0{,}5...1) \cdot h_{пл}$, так как вступают в силу ограничения по массе (здесь $h_{пл}$ и $h_п$ — соответственно толщина пластины (стенки) и слоя покрытия). Существует оптимальная протяженность покрытия: поскольку коэффициент демпфирования пропорционален толщине покрытия, целесообразно сосредоточить покрытие в области максимальных амплитуд, увеличив его толщину. Методика расчета оптимальной площади покрытия сложна, поэтому в реальных АС вибропоглощающий материал распределяют равномерно по стенке; этому способствует и то обстоятельство, что вибрации на краях стенок также значительны.

Эффективность жесткого покрытия оценивают изменением уровня звукового давления $\Delta L_{ш}$, создаваемого вибрирующей стенкой в пространстве при введении вибродемпфирующего покрытия:

$$\Delta L_{ш} \approx (6...10) \lg (\eta_{пл+п}/\eta_{пл}),$$

где $\eta_{пл+п}$ и $\eta_{пл}$ — коэффициенты потерь соответственно пластины (стенки) с покрытием и собственно пластины. В результате применения покрытий уровень звукового давления на НЧ увеличивается на 5...10 дБ и выравнивается АЧХ АС.

7. Для демпфирования внутренних акустических резонансов корпуса, представляющих собой негармонический ряд и придающих особенно неприятную окраску звучанию АС, применяются различные способы звукопоглощения. Обычно корпуса АС заполняются тонковолокнистыми упругопористыми материалами (минеральная вата, синтетическое волокно, шерсть, стекловолокно и др.). Коэффициент звукопоглощения (отношение поглощенной энергии к падающей) α зависит от частоты, толщины h и плотности применяемого материала (рис. IX.36). С повышением частоты коэффициент α возрастает, достигая максимального значения на частоте $f = c_м/4h$, где $c_м$ — скорость звука в материале волокна. Для сдвига $\alpha_{max}(f)$ в НЧ область необходимо увеличивать толщину и плотность заполнения, но чрезмерное заполнение может привести к значительному снижению уровня звукового давления в области НЧ и к излишней «сухости» басов. Рекомендуемая плотность заполнения 8...11 кг/м³. В высококачественных АС используют также супертонкие синтетические волокна, склеенные различными смолами. Лучшие из отечественных волокнистых звукопоглощающих материалов: АТМ-1, АТМ-3, АТМ-7, АТИМС и др.

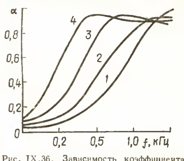


Рис. IX.36. Зависимость коэффициента звукопоглощения от частоты при разной толщине h и плотности ρ материала: 1 — $h = 0{,}035$ м, $\rho = 10$ кг/м³; 2 — $h = 0{,}035$ м, $\rho = 20$ кг/м³; 3 — $h = 0{,}07$ м, $\rho = 10$ кг/м³; 4 — $h = 0{,}105$ м, $\rho = 10$ кг/м³.

Рис. IX.37. Частотная зависимость коэффициента звукоизоляции: области упругости (1), резонансов (2), «закона масс» (3) и частоты совпадения (4).

8. Для оценки звукоизолирующей способности стенок корпуса АС пользуются коэффициентом звукоизоляции R — отношением падающей энергии к прошедшей через стенку части ее (рис. IX.37). Для повышения уровня звукоизоляции в области 1...4 стремятся к повышению жесткости и массы стенок. Известны конструкции АС с корпусами из кирпича, пенобетона и мрамора. Они обеспечивают высокий уровень звукоизоляции (30 дБ), однако неприемлемы по массе. Более эффективно применение двухслойных конструкций стенок (две пластины ДСП или фанеры с заполнением между ними песком или звукопо-

глощающим материалом). Дополнительная звукоизоляция может составлять при этом от 5 до 15 дБ в диапазоне 200...1000 Гц. Такие конструкции корпусов применяют некоторые зарубежные фирмы, но они трудоемки и сложны в изготовлении. Как видно из рис. IX.37, наименьшая звукоизоляция соответствует области резонансов (2) — диапазон частот ниже 800 Гц. Основным средством повышения звукоизоляции являются смещение резонансов вверх по частоте и увеличение демпфирования. Способы, которыми это достигается, изложены в п. 7 и 8 настоящей рубрики; улучшение виброустойчивости одновременно повышает звукоизолирующие свойства стенок корпуса АС. Для АС категории HiFi звукоизоляцию принято считать достаточной, если разница между уровнем звукового давления (т. е. АЧХ) всей системы и уровнем звукового давления за счет излучения от корпуса составляет больше 20 дБ во всем частотном диапазоне (рис. IX.38). Кроме того, время реверберации RT за счет послезвучания резонансов корпуса должно быть существенно меньше RT комнаты прослушивания, что может быть получено, если коэффициент потерь **в корпусе** $\eta_{пл} = 0{,}7$ **на частоте 100 Гц и 0,01 — на частоте 1000 Гц.**

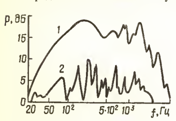


Рис. IX.38. АЧХ АС в целом (1) и АЧХ за счет излучения от корпуса (2).

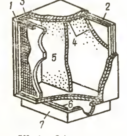


Рис. IX.39. Образец конструкции корпуса АС:

1, 3 — рейки для крепления звукопоглощающего материала; 2 — угловые ребра; 4, 5 — пластины из стекловолокна; 6, 7 — многослойное основание; 8 — скоба; 9 — угловое соединение.

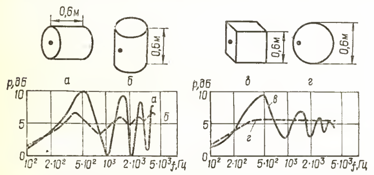


Рис. IX.40. АЧХ разной формы при различном расположении головки на стенках цилиндрического (а, б), кубического (в) и сферического (г) корпусов (положение центра головки условно отмечено точкой).

Для сравнения: у недемпфированных корпусов из фанеры обычно $\eta_{пл} = 0{,}25$ **на частоте 100 Гц.**

Учитывая современные требования к качеству звучания АС, в высококачественных моделях используются конструкции корпусов чрезвычайно сложной формы: стенки — из специальных материалов толщиной 20...22 мм или двойные с прослойками из поглощающих материалов, применяются различные виброизоляторы, стяжки между стенками и т. п. Образец конструкции корпуса в разрезе показан на рис. IX.39.

9. При выборе формы внешней конфигурации корпуса АС следует учесть, что на НЧ, при которых линейные размеры корпуса меньше длины волны, форма внутреннего объема, зависящая от внешней, не влияет на акустические свойства, а на СЧ — вносит существенный вклад в результирующее звуковое поле из-за дифракционных эффектов. Отрицательно сказываются на АЧХ АС формы с острыми углами, выступами, впадинами, положительно — переход к гладким, скругленным конструкциям, например кубоиду, цилиндру, сфере. Поэтому в моделях высшей категории корпусы СЧ и ВЧ громкоговорителей изготавливают в виде отдельных блоков обтекаемой формы.

Самые плохие результаты получаются при использовании корпуса в виде горизонтального цилиндра (рис. IX.40,*а*). Неравномерность АЧХ достигает 10 дБ на первом максимуме, частота которого соответствует длине волны, равной линейному размеру АС, что вызвано основным вкладом передней панели в интерференционное поле. Поэтому цилиндрическая система с головкой на боковой поверхности цилиндра (рис. IX.40,*б*) имеет более равномерную АЧХ. Передняя панель создает рассеянное поле, а плоские верхняя и нижняя поверхности влияют мало, так как мал уровень звука, отражаемого ими в направлении оси излучения головки. Корпус кубической формы (рис. IX.40,*в*) также создает неудовлетворительную АЧХ. Минимальное влияние на АЧХ оказывает корпус шарообразной формы (рис. IX. 40, *г*) вследствие равномерного рассеяния звука по всем направлениям. Изготовить шарообразную АС сложно и дорого, цилиндрический корпус значительно проще. Обычно вместо цилиндра применяют многогранник: чем больше граней, тем ближе он по свойствам к цилиндру.

Сложная внешняя конфигурация корпусов АС, характерная для категории HiFi, наряду с эстетическими соображениями функционально обусловлена техническими требованиями к параметрам и качеству звучания АС.

ГЛАВА X

ПРОМЫШЛЕННЫЕ И ЛЮБИТЕЛЬСКИЕ КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

1. Краткие сведения об основных технических характеристиках новых отечественных акустических систем и громкоговорителей

Громкоговорители (АС), выпускаемые отечественной промышленностью в последние годы, способны обеспечить комплектование бытовой радиоаппаратуры всех четырех групп сложности (табл. IX.1). Основные параметры выпускаемых и намеченных к выпуску в ближайшее время АС сведены в табл. X.1 (определения параметров см. в гл. IX, п. 1). Наименование АС состоит из условного обозначения (торгового названия), состоящего из букв и цифр, означающих: первые две цифры — номинальную электрическую мощность, буквы «АС» — акустическая система, третья цифра — группу сложности АС, четвертая и пятая — порядковый номер разработки модели указанных группы сложности и электрической мощности.

Пример наименования АС с номинальной электрической мощностью 10 Вт, 2-й группы сложности, 3-й разработки модели: 10АС-203 ГОСТ 23262—83.

Допускается в условное обозначение АС вводить фирменное обозначение, например «Корвет» 35АС-008 ГОСТ 23262—83.

Вид оформления (ЗАС, АС с ФИ, ЛАС и др.) в обозначении не указывается. Сведения о нем получают из технического описания АС.

Наименования некоторых моделей табл. X.1 условны и могут быть изменены при подготовке к производству в связи с продолжающейся работой по совершенствованию стандартов на бытовую радиоаппаратуру. Так, согласно ГОСТ 23262—83, введенному с 01.07.84 г., некоторые модели прежней второй группы сложности отнесены к высшей группе сложности, поэтому, например, модель 35АС-212 называется теперь 35АС-012, она является типовой для устройств высшей категории качества. В первой группе сложности типовыми выбраны ЗАС 25АС-109 и активная 25АС-111, во второй — двухполосная модель 15АС-208 и однополосная 10АС-203, в третьей группе — однополосная открытого типа 3АС-305. Большинство остальных АС являются вариантами названных моделей. Например, 35АС-015, 35АС-016 и 35АС-018 — модернизированные варианты типовой модели 35АС-012. Не имеют аналогов в номенклатуре выпускаемых в стране АС модели 35АС-013 (гл. X, п. 3.6), динностатическая АС 35АС-017 (см. гл. X, п. 3.7) и 25АСЭ-101 — первая отечественная широкополосная модель с электростатическим излучателем, представляющим собой тонкую металлизированную пленку, помещенную в постоянное электрическое поле большой напряженности. В 1987 г. предполагается продолжить выпуск АС с ВЧ изодинамической головкой 10ГИ-1 (модели 25АС-027, 25АС-033 и 25АС-131). Небольшая масса подвижной системы этой

головки обусловила малый уровень переходных искажений, чем удалось повысить верность звуковоспроизведения в области высших ЗЧ.

35АС-012 (S-90) — трехполосный ФИ громкоговоритель, предназначенный для воспроизведения речевых и музыкальных программ от усилительных устройств высококачественной бытовой аппаратуры, состоит из трех головок прямого излучения: НЧ (30ГД-2), СЧ (15ГД-11) и ВЧ (10ГД-35). В АС есть два ступенчатых регулятора уровня раздельно ВЧ (5...25 кГц) и СЧ (500...5000 Гц), каждый из которых имеет по три фиксированных положения: 0; —3 дБ; —6 дБ. В положении «0» сигнал на головку поступает полностью, а в положениях «—3 дБ» и «—6 дБ» ослабляется в соответствующее число раз.

Основные технические характеристики: номинальная мощность 35 Вт; максимальная (паспортная) 90 Вт; номинальный диапазон частот 31,5...20000 Гц; среднее номинальное звуковое давление 1,2 Па; суммарный коэффициент гармоник 3 % на частотах 200...1000 Гц, 2 % на частотах 1000...2000 Гц при номинальной мощности и среднем звуковом давлении; неравномерность АЧХ 8 дБ по звуковому давлению; габаритные размеры 710 × 360 × 285 мм; масса 30 кг.

35АС-016 «Орбита» — трехполосный громкоговоритель ФИ типа, предназначенный для высококачественного воспроизведения речевых и музыкальных программ. Он может работать с любой бытовой звукоусилительной аппаратурой высокого класса. В громкоговорителе установлены три головки (НЧ 30ГД-2, СЧ 15ГД-11А и ВЧ 10ГД-35) и ступенчатые регуляторы тембра высших и средних ЗЧ.

Основные технические характеристики: номинальная мощность 35 Вт; диапазон воспроизводимых частот 31,5...20000 Гц; номинальное звуковое давление 1,3 Па; номинальное электрическое сопротивление 4 Ом; габаритные размеры 710 × 370 × 285 мм; масса 25 кг.

35АС-018 «Амфитон» — трехполосный громкоговоритель, предназначенный для воспроизведения речевых и музыкальных программ от высококачественной бытовой аппаратуры. С помощью пассивных фильтров весь диапазон частот громкоговорителя делится на три полосы, каждая из которых воспроизводится своей головкой. В качестве НЧ используется головка 30ГД-2, СЧ — 15ГД-11, ВЧ — 10ГД-35. Корпус 35АС-218 выполнен в виде ФИ.

Основные технические характеристики: номинальная мощность 35 Вт; паспортная 70 Вт; рабочий диапазон частот 31,5...20000 Гц; номинальное электрическое сопротивление 4 Ом; номинальное среднее звуковое давление 1,2 Па в диапазоне частот 100...4000 Гц; суммарный характеристический коэффициент гармоник 2 % в диапазоне частот 1000...2000 Гц; габаритные размеры 720 × 370 × 285 мм, масса 24 кг.

Особую группу составляют АС, использующие излучатели электростатического типа.

АСЭ-2 — широкополосная электростатическая система, состоящая из шести НЧ пластин размерами 650 × 120 мм и двух трехсекционных пластин для воспроизведения ВЧ размерами 320 × 190 мм. В АС встроен блок с поляризатором, разделительными фильтрами и согласующими трансформаторами.

Основные технические характеристики: диапазон воспроизводимых частот 45...30000 Гц; номинальное среднее звуковое давление 1,2 Па; номинальное входное напряжение 8 В на сопротивлении 4 Ом.

Звучание отличается характерными для этого вида преобразователей чистотой и прозрачностью. На базе этой АС создана также модель 25 АСЭ-101, имеющая аналогичные параметры.

Таблица X.1. Основные параметры отечественных бытовых АС

Тип громкоговорителя или наименование АС	Номинальная электрическая мощность, Вт	Паспортная электрическая мощность, Вт	Номинальный диапазон воспроизводимых частот, Гц	Неравномерность АЧХ звукового давления, дБ	Уровень характеристической чувствительности, дБ·м/$\sqrt{Вт}$	Число полос в номинальном диапазоне частот
3АС-305	3	6	100...10000	±6	87	1
3АС-503	3	4	100...10000	±7,5	90	1
3АС-505	3	6	100...10000	±8	90	1
3АС-506	3	6	100...10000	±8	90	1
6АС-2	6	20	63...18000	±10	84	2
6АС-415	6	10	63...18000	±7,5	—	2
6АС-416	6	20	63...18000	±8	—	2
6АС-503	6	16	100...10000	±9	93,5	1
6АС-508	6	10	63...18000	±7,5	—	2
10АС-203	10	15	63...18000	±6	88	1
10АС-401	10	20	63...18000	±7,5	—	2
10АС-403	10	10	63...18000	±9	—	1
10АС-409	10	25	63...18000	±9	—	2
15АС-208	15	20	63...20000	±6	83	2
15АС-315	15	20	80...18000	±6	80	2
15АС-404	15	25	63...18000	±8	84	2
15АС-408	15	25	63...18000	±8	—	2
15АС-506	15	15	63...18000	±8	—	2
25АС-027	25	30	31,5...31500	±4	85	3
25АС-033	25	35	31,5...30000	±4	84	3
25АС-11	25	35	40...20000	±8	—	3
25АСЭ-101*	25	—	50...25000	±4	82	1
25АС-111	25	35	40...20000	±4	84	3
25АС-109	25	35	40...20000	±4	84	3
25АС-126	25	35	40...20000	±4	—	3
25АС-131	25	30	50...25000	±4	86	2
25АС-416	25	35	63...20000	±8	—	2
35АС-012	35	90	31,5...20000	±4	86	3
35АС-013	35	70	31,5...20000	±4	86	3
35АС-015	35	70	31,5...20000	±4	86	3
35АС-016	35	70	31,5...20000	±4	84	3
35АС-018	35	70	31,5...20000	±4	86	3
35АСДС-017**	35	—	31,5...20000	±4	84	3

* Э — электростатическая; ** ДС — диностатическая (обозначения не гостированы).

Модуль номинального электрического сопротивления входа, Ом, на частоте 1 кГц	Суммарный характеристический коэффициент гармоник, %	Масса, г	Габаритные размеры, мм	Типы излучающих головок громкоговорителей	Вид оформления	Объем, л(дм³)
4	4	4,6	380×270×190	3ГД-38Е	ЗАС	20
4	3	4,5	210×150×280	3ГД-38	С ФИ	9
4	3	4,6	420×250×190	3ГД-40	Открытая	19,5
4	3	3	260×363×122	4ГД-35	»	11,5
4	2,5	3.3	300×158×158	6ГД-6, 3ГД-31	Полочная, закрытая	7.5
4	2,5	8	425×260×170	6ГД-6, 3ГД-31	С ФИ	19
4	2,5	4	175×280×190	10ГД-34, 3ГД-31	ЗАС	9
8	2,5	5	470×270×170	2×4ГД-35	Открытая	22
4	2,5	5	170×270×425	6ГД-6, 3ГД-31	С лабириитом	20
4	3	8,5	420×300×270	10ГД-36	—	19
8	2,5	7.5	425×272×234	10ГД-30Б, 3ГД-31	ЗАС	27
4	3	8,5	420×270×300	10ГД-36	»	34
4	2.5	5	214×364×178	10ГД-34, 3ГД-2	С ФИ	14
4	3	6	335×210×110	15ГД-14, 3ГД-31	»	8
4	4	5	384×214×195	15ГД-18, 4ГД-56	—	15
4	3,5	8	420×250×190	25ГД-26, 3ГД-31	ЗАС	19
4	4	6	335×210×110	15ГД-14, 3ГД-31	С ПИ	8
4	3,5	13	180×120×115	15ГД-13, 2ГД-36	«Миии»	2,5
4	2	25	615×360×320	25ГД-42, 15ГД-11, 10ГИ-1	—	71
4	2	27	600×320×290	2 ГД-41, 15ГД-11, 10ГИ-1	—	56
4	3	—	—	25ГД-26, 15ГД-11, 3ГД-31	Активиая	—
4	2	12	870×690×120	Электростатический излучатель	—	72
4	2	20	540×320×320	25ГД-26, 15ГД-11, 3ГД-31	—	55
4	2	13	480×285×261	25ГД-36, 15ГД-11, 3ГД-31	—	36
4	2	13	480×285×266	25ГД 26, 15ГД-11, 3ГД-31	ЗАС	36
4	2	15	520×320×260	25ГД-41, 10ГИ-1	—	43
4	3	4	210×150×140	25ГД-32, 2ГД-36	«Миии»	4
4	2	30	710×380×285	30ГД-2, 15ГД-11А, 10ГД-35	С ФИ	73
4	2	32	600×320×290	30ГД-6, 15ГД-11, 10ГД-35	Активиая С ФИ	56
4	2	30	700×385×300	30ГД-2, 15ГД-11, 10ГД-35	С ПИ	80
4	2	25	710×370×285	30ГД-2, 15ГД-11А, 10ГД-35	С ФИ	75
4	2	24	720×370×285	30ГД-2, 15ГД-11, 10ГД-35	» »	76
4	2	23	1070×360×350	30ГД-11, четыре электростатических излучателя	» »	135

50АСДС-101 — диностатическая система, использующая динамические и электростатические излучатели. НЧ диапазон воспроизводится двумя динамическими громкоговорителями 25ГД-32, ВЧ — электростатическими излучателями размерами 320 × 190 мм.

100АС-003 «Орбита» — первая отечественная модель АС высшей категории, разработанная в 1980—82 гг.

Основные технические характеристики: диапазон воспроизводимых частот 20...30000 Гц; паспортная мощность 100 Вт; кратковременная (музыкальная) [5] мощность 200 Вт; уровень характеристической чувствительности 86 дБ; характеристический коэффициент нелинейных искажений 2 % (в диапазоне частот 250...1000 Гц), 1 % (свыше 1000 Гц); частота основного резонанса 25 Гц; уровень переходных искажений (см. гл. IX, п. 1) — 20 дБ; максимальный уровень звукового давления 110 дБ.

Для осуществления этой модели была разработана новая «линейка» громкоговорителей: 100ГД-1 (НЧ), 30ГД-8 (СЧ), 10ГД-43 (ВЧ), оптимизированы на ЭВМ фильтрующе-корректирующие цепи, созданы электронное устройство защиты громкоговорителей от механических и тепловых перегрузок, а также новая конструкция корпуса с применением вибро- и звукопоглощающих материалов. В результате этого новая модель соответствует по параметрам и качеству звучания лучшим современным моделям АС категории HiFi. В настоящее время в процессе разработки находятся еще несколько моделей высококачественных АС: 75АС-001 и 50АС-021 диностатического типа.

25АС-027 «Электроника» —трехполосный громкоговоритель, предназначенный для высококачественного воспроизведения программ в составе комплекса усилительной аппаратуры высшего класса. Функции НЧ выполняет головка 25ГД-42, СЧ—15ГД-11, ВЧ — изодинамическая головка 10ГИ-1. Магнитная система этой головки состоит из двух параллельных рядов магнитов, плоская мембрана выполнена из полимерной пленки, на которую нанесена звуковая катушка. Легкая мембрана обеспечивает безынерционный режим излучения, что позволяет расширить диапазон частот, воспроизводимых изодинамической головкой, до 31,5 кГц, снизить ее нелинейные и фазовые искажения.

Основные технические характеристики: номинальная мощность 25 Вт; номинальное электрическое сопротивление 4 Ом; номинальный диапазон воспроизводимых частот 31,5...31 500 Гц; номинальное среднее звуковое давление 1,2 Па; габаритные размеры 615 × 360 × × 320 мм; масса 25 кг.

25АС-126 «Электроника» — трехполосный громкоговоритель, предназначенный для совместной работы с бытовой звукоусилительной аппаратурой первой категории качества. Весь воспроизводимый им диапазон частот разделен на три полосы (40...500; 500...5000 и 5000... ...20 000 Гц) с помощью пассивных электрических фильтров, нагруженных соответственно на три динамические головки: НЧ 25ГД-26, СЧ 15ГД-11 и ВЧ 3ГД-31-1300. Корпус громкоговорителя выполнен в виде закрытого ящика.

Основные технические характеристики: номинальная мощность 25 Вт, максимальная (паспортная) — 35 Вт; номинальный диапазон частот 40...20 000 Гц; номинальное электрическое сопротивление 4 Ом; звуковое давление 1,2 Па при подводимой мощности 14 Вт; габаритные размеры 480 × 285 × 266 мм; масса 13 кг.

25АС-416 — малогабаритный громкоговоритель, предназначенный для воспроизведения музыкальных и речевых программ от бытовых звукоусилительных устройств.

Основные технические характеристики: номинальная мощность 25 Вт; номинальное среднее звуковое давление 0,8 Па; входное электрическое сопротивление 4 Ом; номинальный диапазон частот 63...20 000 Гц; габаритные размеры 210 × 150 × 140 мм; масса 4 кг.

10АС-315 — двухполосный громкоговоритель, состоящий из двух динамических головок (10ГД34, 3ГД2), разделительного фильтра и индикатора перегрузки. НЧ звено фильтра представляет собой *LC*-фильтр четвертого порядка, ВЧ — третьего. В фильтре предусмотрена регулировка уровня звукового давления, создаваемого ВЧ головкой. Частоты разделения фильтров 3250...4350 Гц. Спад АЧХ НЧ канала на частоте разделения не менее 20, ВЧ — не менее 15 дБ. Индикатор перегрузки выполнен на тиристоре КУ101А, который управляет светодиодом АЛ307БМ. Напряжение срабатывания индикатора 11,5 В. Громкоговоритель разработан для использования в стереофоническом комплексе «Радиотехника-101-стерео».

10АС-413 — широкополосный громкоговоритель, предназначенный для совместной работы с магнитофонами и другой бытовой радиоаппаратурой с выходной мощностью не более 10 Вт. Громкоговоритель выполнен на базе широкополосной динамической головки компрессионного типа 10ГД-36К-40, установленной в сферический корпус из вспененной пластмассы. При эксплуатации громкоговоритель размещается на специальной пластмассовой подставке.

Основные технические характеристики: номинальная мощность 10 Вт; номинальное входное электрическое сопротивление 3,2...4,8 Ом; номинальный диапазон частот 63...18000 Гц; среднее СЗД 0,17 Па; неравномерность АЧХ по звуковому давлению 14 дБ; диаметр корпуса 310 мм; габаритные размеры с подставкой 310 × 275 × 380 мм; масса 4 кг.

10ГЛ-9 — ленточный СЧ — ВЧ громкоговоритель, предназначенный для работы в высококачественных многоканальных системах звуковоспроизведения. Согласующее устройство позволяет использовать его как в качестве самостоятельного тылового громкоговорителя, так и в качестве выносного СЧ — ВЧ звена высококачественной АС (в первом случае его подключают к выходу УМЗЧ непосредственно). Конструктивно громкоговоритель состоит из двух частей: собственно АС и подставки, в которой смонтировано согласующее устройство.

Основные технические характеристики: номинальная мощность 10 Вт, максимальная (паспортная) — 15 Вт; номинальное электрическое сопротивление 4 Ом; номинальный диапазон воспроизводимых частот 2000...25000 Гц; неравномерность АЧХ в номинальном диапазоне частот 8 дБ; суммарный характеристический коэффициент гармоник 3 % при номинальной мощности; среднее СЗД 0,15 Па; габаритные размеры 250 × 100 × 80 мм; масса 1,5 кг.

2. Стереофонические головные телефоны (стереотелефоны)

Стереотелефоны дают возможность полностью разделять каналы (левый и правый) передачи программ реального источника звука в месте приема.

Для прослушивания радиопередач, звукового сопровождения телепередач и звукозаписи в основном выпускаются стереотелефоны электродинамического типа. В корпусе каждого наушника находится малая электродинамическая головка с диффузором либо полусферической диафрагмой. Пространство между головкой и корпусом заполнено звукопоглощающим материалом, перед наушником устанавли-

вается перфорированная решетка, к краю корпуса примыкает мягкий амбушюр, прилегающий к ушной раковине. Пара таких телефонов позволяет получить высококачественное воспроизведение особенно низших звуковых частот при малой мощности, обеспечивая хороший стереофонический эффект и надежно изолируя слушателя от внешних шумов, а окружающих — от звуков воспроизведения.

Изодинамический головной стереотелефон — разновидность электродинамического. Он состоит из диафрагмы и оригинальной магнитной системы, которая выполнена из двух дискообразных магнитов, например из феррита бария, намагниченных так, что каждый из них имеет три пары полюсов и по поверхности магнита проходят два радиальных потока [22']. Магниты по всей плоскости перфорированы для того, чтобы обеспечить проход звука через отверстия при колебаниях диафрагмы из синтетической пленки, натянутой между магнитами на равных расстояниях от поверхности каждого из них. На пленку нанесен проводник в виде спирали. Диафрагма возбуждается по всей поверхности, поэтому данный тип стереотелефона очень эффективен как по отдаче, так и по незначительным искажениям сигнала. Пример описания изодинамических телефонов см. ниже в этой рубрике.

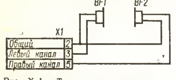


Рис. X.1. Типовая схема включения головных стереотелефонов.

Характеристики головных стереотелефонов определяются так же, как характеристики головок громкоговорителей (см. гл. IX, п. 1). Исключение составляют оценки звукового давления (стандартного, номинального) и чувствительности (характеристической, ее уровня): они производятся не на расстоянии 1 м от поверхности излучения, а непосредственно на ней.

ГОСТа на параметры стереотелефонов нет, не существует и разделения на группы сложности этого вида изделий бытовой радиотехники.

Согласно ГОСТ 24838—81 параметры телефонов и выходов аппаратуры для их подключения должны соответствовать следующим нормам.

Номинальное входное сопротивление головных телефонов 16 Ом; допускается изготовление телефонов с номинальным сопротивлением из ряда: 8, 100, 200, 300, 600, 1000, 2000 и 4000 Ом.

Сопротивление выхода аппаратуры для подключения телефонов должно быть равно 120 ± 20 % Ом (для аппаратуры с выходной мощностью менее 10 Вт сопротивление выхода для подключения телефонов не нормировано).

Номинальная мощность на выходе аппаратуры для подключения головных телефонов — не менее 0,1 Вт.

Типовая схема включения головных стереотелефонов показана на рис. X.1, основные параметры сведены в табл. X.2.

Феникс ТДС-8 — головные динамические стереотелефоны, предназначенные для индивидуального прослушивания стерео- и монофонических речевых и музыкальных программ от бытовой стереофонической аппаратуры. Конструкция оголовья телефонов позволяет изменять его размеры, а также разъединять телефоны для использования двумя слушателями.

Основные технические характеристики: номинальная электрическая мощность 0,001 Вт; номинальное электрическое сопротивление 16 Ом; номинальный диапазон воспроизводимых частот 40...16 000 Гц; разбаланс уровней звуковых давлений пары телефонов не более 3 дБ

в диапазоне частот 250...2000 Гц; уровень звуковой изоляции телефонов с заглушками — 40 дБ; масса 0,5 кг.

ТПС-1 — головные пьезоэлектрические стереотелефоны, предназначенные для индивидуального прослушивания стерео- и монофонических речевых и музыкальных программ для стереофонической аппаратуры с номинальным выходным напряжением от 5 до 30 В. Излучающим элементом телефонов служит тонкая (10...15 мкм) пьезоэлектрическая пленка.

Основные технические характеристики: номинальный диапазон частот 20...20 000 Гц; номинальное напряжение источника сигнала 30 В; коэффициент гармоник 1 % в диапазоне частот 100...2000 Гц; уровень звукового давления 94 дБ на частоте 500 Гц при напряжении источника сигнала 5 В; электрическая емкость каждого телефона 0,015...0,065 мкФ; масса 0,3 кг.

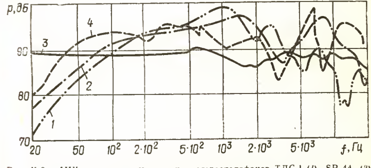


Рис. X.2. АЧХ по звуковому давлению стереотелефонов ТДС-1 (*1*), SR-44 (*2*), «Амфитон» ТДС-7 (*3*) и 1D-1 (*4*).

Изодинамические стереотелефоны «Амфитон» ТДС-7 [35] предназначены для индивидуального прослушивания речевых и музыкальных программ от различных звуковоспроизводящих устройств. От других отечественных моделей эти стереотелефоны отличаются применением изодинамических головок, аналогичных по принципу действия (см. выше в этой рубрике) электродинамическим. Благодаря конструктивным особенностям они обладают значительно более высокими электроакустическими параметрами.

Основные технические характеристики: номинальный диапазон воспроизводимых частот 20...20 000 Гц; максимальная мощность 1 Вт; электрическое сопротивление 8 ± 2,4 Ом; номинальный уровень звукового давления 1 Па при подводимой мощности 2 мВт; разность уровней звукового давления в правом и левом телефонах не более 3 дБ в диапазоне частот 250...8000 Гц; масса 390 г.

Основные части головки — плоская магнитная система, образованная шестью стержневыми постоянными магнитами, и легкая гибкая мембрана с плоской звуковой катушкой из алюминиевой фольги толщиной 10 мкм. Мембрана изготовлена из полиэтилентерефталатной (лавсановой) пленки толщиной 7...8 мкм и закреплена между рамками из текстолита. Взаимодействие тока в плоской звуковой катушке, размещенной на легкой и гибкой мембране, и постоянного магнитного поля плоской магнитной системы обеспечивает равномерное возбуждение мембраны практически по всей ее поверхности, в результате чего достигается безынерционный режим излучения звуковых колебаний: нелинейные, переходные и фазовые искажения изодинамических

Таблица X.2. **Основные параметры стереофонических телефонов**

Нормируемый параметр	Тип стерео					
	ТДС-3	ТДС-4 «Старт»	ТДС-5 «Электроника»	ТДС-6	ТДС-7 «Амфитон»	ТДС-9, ТДС-9А
Модуль полного электрического сопротивления на частоте 500 Гц, Ом	8 и 16	16	100^{+10}_{-40}	8±2,5	8±2.4	32±7, 100±20
Разность модулей полного электрического сопротивления правого и левого наушников, Ом, не более	—	±4	20	±2,5	±2.4	±7 ±20
Мощность, подводимая к наушнику при номинальном уровне звукового давления 94 дБ (1 Па) на частоте 500 Гц, мВт, не более	1	1	3	1	2	0,5
Номинальный диапазон воспроизводимых частот, Гц	20...20000	20...20000	20...20000	20...20000	20...20000	20...20000
Неравномерность типовой АЧХ звукового давления в диапазоне частот 50...8 000 Гц, дБ, не более/во всем диапазоне, дБ, не более	12/18	18/20	6/—	12/—	10/—	18/25
Отклонение формы АЧХ звукового давления от типовой, дБ, не более в диапазоне частот, Гц						
50...2 000 2 000...8 000	— —	3 —	±2 ±3	±3 во всем диапазоне частот	— —	— —
Расхождение АЧХ звукового давления левого и правого наушников телефона в диапазоне частот 250...8 000 Гц, дБ, не более	3	3	3	3	3	3
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 100...2 000 Гц при номинальном уровне звукового давления, %, не более	1	1	1	1	1	1
Паспортная мощность, Вт	0,5	0,1	0,1	0,1	1	0,1
Габаритные размеры, мм	85×90× ×245	255×162*	180×200*	85×15× ×240	240×220× ×80	180×220× ×40
Масса, г	450	500	350	450	400	60, 90

* Диаметр наушника не указан.

телефона

ТДС-9Б «Вега»	ТДС-10 «Феникс»	ТДС-13 «Электроника»	ТДС-14 «Электроника»	ТДС-15 «Амфитон»	ТДС-17 «Амфитон»	ТДС-8 «Феникс»	ТДС-16 «Эхо»
100 ± 20	8 ± 2,5	40 ± 8	40 ± 8	16 ± 3,2	100 ± 20	16	16
± 20	± 2,5	± 8	± 8	± 3	± 20	—	—
0,5	1	0,	0,14	2	0,5	1	2
20...20000	20...20000	20...20000	20...20000	20...20000	20...20000	40...16000	20...20090
18/23	—	10/23	—/23	—/14	—/25	—	10/16
— —	± 5 дБ во всем диапазоне частот	— —	— —	— —	— —	— —	— —
3	2	3	2	2	2	—	3
1	1	1	1	0,3	1	1	—
0,1	0,5	0,1	0,1	1	0,1	—	0,1
190×130*	220×160××75	140×180××44	153×163*	230×195××75	155×155××40	—	220×70××80
40	200	40	45	300	40	450	370

телефонов весьма малы и на слух не ощутимы. АЧХ по звуковому давлению стереотелефонов, измеренные на «искусственном ухе» 4153 фирмы «Брюль и Къер», показаны на рис. X.2. Для сравнения здесь же приведены характеристики электродинамических телефонов ТДС-1, изодинамических телефонов ID-1 фирмы «Рэнк Вофдейл» (Великобритания) и электростатических телефонов SR-44 фирмы «Стакс» (США).

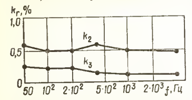


Рис. X.3. Зависимость от частоты коэффициентов второй (k_2) и третьей (k_3) гармоник стереотелефонов «Амфитон» ТДС-7.

Из рис. X.2 видно, что стереотелефоны ТДС-7 имеют наиболее равномерную АЧХ. Зависимость коэффициентов второй и третьей гармоник от частоты показана на рис. X.3. Стереотелефоны ТДС-7 обладают большой перегрузочной способностью: развивая номинальный уровень звукового давления 1 Па (94 дБ) при подводимой мощности всего лишь 1... ...1,5 мВт, они могут длительно работать и при мощности 1 Вт (звуковое давление в этом случае возрастает до 120...124 Бд). Пиковая мощность подводимого сигнала может достигать 5...7 Вт (!) Амбушюры прилегающего типа и акустически открытый корпус телефонов обеспечивают относительно низкий уровень звукоизоляции, что позволяет во время прослушивания программ замечать и громкие внешние звуки — звонок телефона, стук в дверь, плач ребенка и т. п.

3. Примеры проектирования и конструирования новых моделей громкоговорителей

3.1. Трехполосный любительский громкоговоритель (АС) [16]

Громкоговоритель выполнен на основе динамических головок 10ГД-30Е, 4ГД-8Е, 3ГД-31 и предназначен для работы с высококачественной звукоусилительной аппаратурой.

Основные технические характеристики: эффективно воспроизводимый диапазон частот 20...25 000 Гц при неравномерности АЧХ 12 дБ по звуковому давлению; неравномерность АЧХ 6 дБ в диапазоне частот 25...22 000 Гц; 4 дБ — в диапазоне 27...20 000 Гц; номинальная мощность 12 Вт; максимальная мощность 30 Вт; номинальное электрическое сопротивление 8 Ом; габаритные размеры 500 × 350 × 250 мм.

Акустическое оформление — ФИ. Динамические головки подключаются к усилителю через трехполосный разделительный *LC*-фильтр (рис. X.4) с частотами раздела 0,5 и 5 кГц, отличительная особенность которого — наличие в нем аттенюаторов, обеспечивающих ступенчатую (с шагом 2 дБ) регулировку АЧХ АС в области ВЧ и СЧ на ± 4 дБ относительно среднего уровня. Резисторы аттенюатора намотаны манганиновым проводом ПЭМС 0,25 на каркасы, в качестве которых использованы резисторы МЛТ-2 сопротивлением более 100 кОм. Переключатели *S1* и *S2* — галетные (ПМ или ПГК). Необходимые значения емкостей конденсаторов фильтра получены параллельным соединением нескольких элементов типов МБГО, МБГН, МБТ и т. п. с допустимым отклонением емкости от номиналов ± 5 %. Катушки *L1* и *L2* намотаны на пластмассовые каркасы (рис. X.5), *L3* и *L4* —

бескаркасные, внутренним диаметром 36 и длиной 20 мм. Намотка всех катушек рядовая, виток к витку. Катушка *L1* содержит 312, *L2* — 263, *L3* — 98, *L4* — 82,5 витка провода ПЭВ-2 1,84. Автотрансформа-

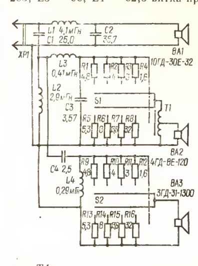


Рис. X.4. Схема трехполосного любительского громкоговорителя.

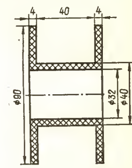


Рис. X.5. Каркас для намотки катушек *L1* и *L2* из рис. X.4.

тор *T1* выполнен на магнитопроводе ОЛ 32 × 28 × 5, его обмотка содержит 1000 витков провода ПЭЛШО 0,27 с отводом от середины.

Корпус АС выполнен из фанеры толщиной 10 мм. Передняя панель (рис. X.6), на которой установлены головки и перключатели *S1* и *S2* (рис. X.4; для них — отверстия диаметром 10 мм), отстоит от края корпуса на глубину 10 мм. Катушки разделительного фильтра максимально разнесены одна от другой и от магнитных систем головок и размещены на задней стенке корпуса. Между серединами боковых стенок корпуса вставлена деревянная распорка сечением 20 × 25 мм, а на расстоянии 80 мм от задней стенки — вертикальная перегородка размером 410 × 120 мм, примыкающая длинной стороной к боковой стенке. Перегородка оклеена поролоном толщиной 10 мм. В углах ящика уплотнения из ваты создают округлую форму внутренней поверхности, оставшийся объем заполнен ватой с таким расчетом, чтобы между отверстием туннеля ФИ и головкой 10ГД-30Е

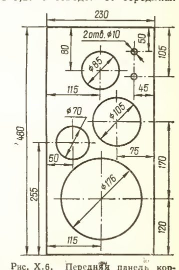


Рис. X.6. Передняя панель корпуса.

остался некоторый проход, который формируется металлической сеткой или проволочными дугами. Гофры диффузоров головок 4ГД-8Е и 3ГД-31 пропитаны раствором касторового масла в ацетоне (концентрация раствора для первой — 50...70 %, для второй — 15...20 %)

для снижения неравномерности АЧХ головок на 3...5 дБ. Центральная (до половины радиуса) часть диффузора головки 4ГД-8Е пропитана слабым раствором цапонлака в ацетоне. После высыхания растворов на нее нанесен слой резинового клея, разбавленного бензином (обработка ведется при вставленной в зазор звуковой катушки оправке из кинопленки). Такое двухслойное покрытие в сочетании с несимметричным заполнением ватой колпака, закрывающего эту головку, позволяет избавиться от провала ее АЧХ в области частот 1,1...

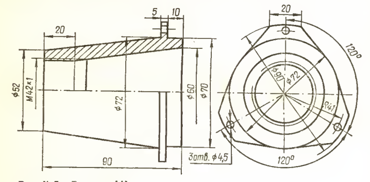


Рис. X.7. Туннель ФИ.

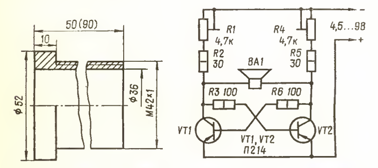


Рис. X.8. Вставка для перестройки ФИ.

Рис. X.9. Генератор резонансных частот.

...1,7 кГц. Колпак из картона представляет собой усеченный конический сектор с углом 90°, приклеенный непосредственно к головке. Для исключения попадания ваты в пространство между диффузорами 4ГД-8Е и 10ГД-30Е и их диффузородержателями окна в последних заклеены марлей.

Туннель ФИ (рис. X.7) выполнен из дюралюминия Д16-Т. Для его перестройки используются две сменные вставки длиной 50 и 90 мм (рис. X.8). Увеличение длины туннеля со 100 до 175 мм позволяет изменить частоту настройки ФИ с 30,5 до 18 Гц. Коническую часть туннеля можно также склеить из чертежной бумаги или картона, сохранив при этом внутренние размеры и доведя толщину стенок до 4...5 мм. Обычно ФИ настраивают либо на резонансную частоту головки, либо чуть ниже ее. Разброс резонансных частот образцов голо-

вок 10ГД-30Е может быть в пределах 24...40 Гц, поэтому настройку следует производить индивидуально, изготовив генератор резонансных частот (рис. X.9).

ФИ настраивается в такой последовательности: НЧ головку отключают от фильтра и подсоединяют к генератору; включив питание, щелчком по диффузору переводят генератор в режим автоколебаний: их частота равна резонансной частоте головки в данном акустическом оформлении. Перестраивая ФИ, добиваются максимальной амплитуды колебаний воздуха в отверстии туннеля и одновременно некоторого уменьшения колебаний диффузора головки, что свидетельствует о настройке туннеля на частоту резонанса головки. Чтобы настроить ФИ на более низкую частоту, длину туннеля увеличивают. Оптимальную длину выбирают субъективно, на вкус слушателя, изучая тембр музыкальных программ с достаточным уровнем НЧ составляющих. При затруднении в определении максимума колебаний воз-

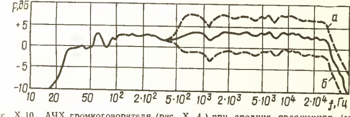


Рис. X.10. АЧХ громкоговорителя (рис. X. 4.) при средних положениях (сплошная линия), при установке в крайнее правое положение (*а*) и в крайнее левое положение (*б*) переключателей *S1* и *S2*.

духа в отверстии ФИ пользуются упрощенным способом: расположившись на расстоянии 1...1,5 м от оси АС и перестраивая ФИ, замечают значительный спад звукового давления, после чего несколько возвращаются назад и фиксируют положение туннеля. Принцип такой настройки состоит в изменении частоты генерации и амплитуды генерируемого напряжения при изменении параметров эквивалентной схемы АС, которые, в частности, зависят от длины туннеля ФИ.

АЧХ громкоговорителя (АС) при установке переключателей *S1* и *S2* в средние положения показана сплошной линией на рис. X.10: ее неравномерность в диапазоне частот 27...50 Гц — 1 дБ, в диапазоне 27...20 000 Гц — не более 4 дБ. Штриховыми линиями изображены АЧХ при установке переключателей *S1* и *S2* в крайние правое (*а*) и левое (*б*) положения. В АС можно использовать и головки 25ГД-26, 10ГД-34, 3ГД-31 (две штуки). В этом случае номинальное сопротивление громкоговорителя составит 4 Ом, а номинальная мощность возрастет до 30 Вт.

3.2. Простой метод настройки фазоинвертора [39]

В качестве туннеля ФИ обычно используются трубы круглого сечения, вставляемые плотно в отверстие в ящике и закрепляемые после настройки клеем. Настройка состоит в последовательном укорочении трубы, начальная длина которой берется с запасом. Это трудоемкий процесс, так как после каждого изменения длины туннеля требуется восстанавливать герметичность ящика. Определить требуемую длину трубы можно быстрее и проще, если на время настройки ее установить не внутри, а снаружи ящика (изменением резонансной частоты за счет увеличения объема воздуха в АС на величину ΔV, как правило, можно

пренебречь, так как диаметр трубы редко превышает 50...60, а длина — 150—200 мм, что составляет 3...5 % объема ящика). Если требуется учесть измеиение Δf резонансной частоты из-за выноса туинеля наружу, то настраивать ФИ следует на частоту $f'_{ф} = f_{ф} + \Delta f_{ф}$, где $\Delta f_{ф} = C/\sqrt{V+\Delta V} - C/\sqrt{V} = -f_{ф}(1 - 1/\sqrt{1+\Delta V/V})$; C — некоторая константа. При малых значениях отношения $\Delta V/V$ полученное выражение для $\Delta f_{ф}$ упрощается: $\Delta f_{ф} = \Delta V/2V$.

Пример. Пусть частота настройки ФИ $f_{ф} = 35$ Гц, а внутрениий диаметр и длина туннеля соответственно равны 50 и 200 мм. При толщиие стеиок трубы 2 мм увеличение объема составит $\Delta V = 0{,}46$ л, что снижает резоиансную частоту ФИ на $\Delta f_{ф} = -0{,}4$ Гц. Результат вычисления хорошо подтверждается экспериментом.

3.3. Трехполосная акустическая система «Тройка» [10]

АС «Тройка» существенно улучшает качество звучания стереофонической аппаратуры за счет добавления к двум традиционно имеющимся громкоговорителям третьего, НЧ, общего для обоих каиалов, воспроизводящего колебания частотой ниже 300 Гц (рис. X.11). Каждый канал стереофоиического усилителя работает ие только на свой индивидуальный громкоговоритель, состоящий из СЧ и ВЧ головок, ио и иа одну из НЧ головок, размещениых в отдельиом корпусе. Сигналы с выходов усилителей $DA1$ и $DA2$ поступают на головки через разделительиые фильтры НЧ ($Z1_л$, $Z1_п$), СЧ ($Z2_л$, $Z2_п$) и ВЧ ($Z3_л$, $Z3_п$). Повышение качества звучания происходит как за счет лучшего воспроизведения сигналов НЧ, так и вследствие более эффективиого восприятия сигналов ВЧ, поскольку при наличии отдельиого НЧ громкоговорителя, располагаемого на полу, появляется возможность разместить два основных иа высоте 1,6...1,8 м от пола, что способствует воссозданию естественной стереопаиорамы.

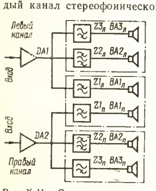


Рис. X.11. Схема трехполосной АС «Тройка».

Принципиальиая схема разделительного фильтра одного из каналов показаиа иа рис. X.12: иа НЧ головку $BA1$ сигнал поступает через ФНЧ $L2C3$, иа СЧ головку $BA2$ — через ПФ $L1C1L3C3$, на ВЧ головку — через ФВЧ $L4C2$. Частоты раздела — 300 и 4000 Гц, крутизиа спада АЧХ фильтров в области частот раздела — 12 дБ иа октаву. СЧ головка подключается к фильтру через низкоомный аттенюатор ($S1$, $R1$—$R8$), каждая ступень которого позволяет умеиьшить уровень звукового давления на 2 дБ.

Катушки $L1$ и $L2$ выполнены иамоткой провода ПБО 1,4 на каркасы диаметром 40 мм (длина намотки 25 мм), $L3$ и $L4$ — провода ПБО 1,1 на каркасы диаметром 10 мм (длина намотки 35 мм). Первые содержат по 350, вторые — по 259 витков. В фильтрах применены конденсаторы МБГО и МБМ. Резисторы $R1$—$R8$ изготавливают из нихромового провода и моитируют иепосредственно на контактах галетного переключателя $S1$. СЧ и ВЧ головки размещают в корпусах громкоговорителей 10МАС-1М (головки 6ГД-11 закрепляют иа стекло-

текстолитовых пластинах и устанавливают на месте головок 3ГД-31). В описываемой АС СЧ головка включена противофазно с НЧ и ВЧ головками.

НЧ (третий) громкоговоритель выполнен в виде ФИ: эффективный объем 66 л, резонансная частота 28 Гц. Ящик изготавливают из ДСП толщиной 17 мм. Представление о конструкции, размерах ящика и размещении в нем динамических головок 10ГД-30 (*2*, *6*) и трубы

Рис. X.12. Схема разделительного фильтра АС (рис. X.11).

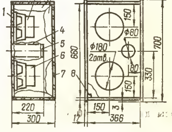


Рис. X.13. Конструкция ящика для АС (рис. X.11):

1 — передняя стенка; *2*, *6* — динамические головки; *3* — звукопоглощающие маты; *4* — ватин; *5* — труба ФИ; *7* — задняя стенка; *8*—брусок крепления.

ФИ *5* дает рис. X.13. Передняя *1* и задняя *7* стенки съемные. Герметизируется ящик с помощью полос пористой резины. Для улучшения вибродемпфирующих свойств на внутреннюю поверхность всех стенок, кроме передней, клеем ПВА наклеивают линолеум толщиной 2...3 мм

со снятой подложкой из мешковины. Звукопоглотителем служат маты *3* толщиной 50...60 мм, изготовленные из ваты и марли, прошитые суровыми нитками и наклеенные на стенки ящика клеем ПВА. Труба ФИ изготовлена из стали; ее внутренний диаметр 80, длина 220 мм; в отверстие передней стенки ящика она вклеивается эпоксидной смолой; на наружную поверхность трубы наклеивается слой ватина *4* толщиной 5...7 мм. Декоративная пластмассовая сетка должна иметь размеры ячеек не менее 3 × 3 мм для уменьшения потерь отдачи громкоговорителя.

Методика настройки ФИ приведена выше (см. п. 3.2).

3.4. Громкоговоритель с повышенным КПД [15]

Такой громкоговоритель за счет более высокого максимально воспроизводимого уровня имеет широкий динамический диапазон, большую перегрузочную способность для импульсных сигналов при малых и средних уровнях громкости. Рабочая мощность этого громкоговорителя равна 0,16 номинальной, что приближает его к стандарту для громкоговорителей высокой верности воспроизведения категории HiFi.

Основные технические характеристики: номинальная мощность 25, максимальная 36, рабочая не более 4 Вт; среднее СЗД 0,2 Па; номинальное электрическое сопротивление 8 Ом; эффективно воспроизводимый диапазон частот 35...22000 Гц при неравномерности АЧХ 12 дБ по звуковому давлению; частоты разделения фильтров 500 и 5000 Гц; габаритные размеры 740 × 400 × 385 мм без блока ВЧ головок и 936 × 400 × 475 мм — с ним.

Схема включения головок и разделительных фильтров громкоговорителя показана на рис. X.14,*а*, АЧХ — на рис. X.14,*б*. Для улучшения разделения полос использованы комбинированные разделительные фильтры *C2L 2C4*(*C3L4C6*) и *L1C1L3C5* с различной крутизной спада АЧХ (соответственно 18 и 12 дБ на октаву). На частоте раздела НЧ и СЧ звеньев с целью проведения экспериментов переключателем *S1.1*, *S1.2* может быть включен фильтр *C1L1* первого порядка с крутизной спада АЧХ 6 дБ на октаву, обладающий большей линейностью ФЧХ. Порядок фильтра устанавливается слушателем в зависимости от желаемого характера звучания. Предусмотрена возможность перефазирования с помощью переключателей *S2—S4* головок каждой полосы: исходным считается положение, в котором СЧ головки включены противофазно по отношению к НЧ и ВЧ. Катушки фильтров *L1* и *L2* изготавливаются намоткой провода ПЭВ-2 1,84 на каркасы из изоляционного материала диаметром 60 мм. Намотка рядовая, ее длина 30 мм, диаметр щечек 100 мм. Первая катушка содержит 196, а вторая — 235 витков. Катушки *L3* и *L4* выполнены намоткой провода ПЭВ-2 1,12 на каркасы диаметром 24 мм. Длина намотки 12 мм, диаметр щечек 54 мм. Катушка *L3* содержит 115, а *L4* — 98,5 витка. Можно использовать катушки с намоточными данными, приведенными к рис. X.4. Головки зашунтированы корректирующими *RC*-цепями. В результате благодаря более полному согласованию головок с разделительными фильтрами, уменьшены гармонические и интермодуляционные искажения и улучшена линейность АЧХ. В устройство введены также аттенюаторы, позволяющие регулировать АЧХ СЧ звена в пределах ± 4 дБ, а ВЧ звена — в пределах +6... ...—2 дБ относительно среднего уровня (0 дБ).

Акустическое оформление — корпус с ФИ. НЧ головки закрепляются с наружной стороны лицевой панели в углублениях с размещением диффузородержателей заподлицо с панелью. Чтобы исключить

фазовый сдвиг из-за размещения акустических центров СЧ и ВЧ головок в разных плоскостях, ВЧ звено выполняется в виде отдельного узла, состоящего из четырех головок 2ГД-36, нагруженных экспоненциальными согласующими рупорами: в пределах ± 45° от оси АС при прослушивании звуковое давление ВЧ блока не снижается. Панель

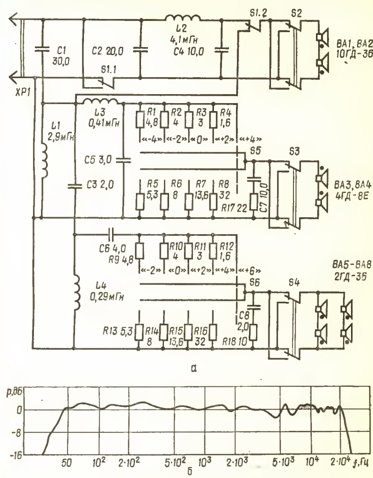


Рис. X.14. Схема громкоговорителя с повышенным КПД (*а*) и его АЧХ (*б*).

ВЧ головки изготовлена из алюминия толщиной 2 мм (рис. X.15,*а*). Блок можно перемещать по глубине с целью получения лучшей пространственной линейности ФЧХ СЧ и ВЧ головок. Оси СЧ головок также развернуты (под углом 25°) (рис. X.15,*б*), что способствует расширению диаграммы их направленности и получению более широкой зоны стереоэффекта. Меры по улучшению линейности ФЧХ АС на частоте раздела СЧ и НЧ головок не принимались, поскольку возможное смещение акустических центров этих звеньев на 7,..15 мм меньше

длины волны на частоте раздела (0,68 м на частоте 500 Гц) и вносимый сдвиг фаз очень мал. Ящик корпуса изготовлен из ДСП толщиной 20 мм, задняя стенка корпуса съемная. Порядок изготовления

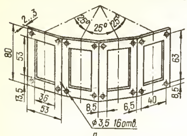


Рис. X.15. Панель ВЧ головок (*а*) и часть корпуса с передней панелью (*б*): *1* — передняя панель НЧ блока; *2*, *3* — стенки ВЧ блока; *4* — панель СЧ — ВЧ блока.

корпуса, его сборка и настройка не отличаются от описанного в гл. X, п. 3.1. Для заполнения внутреннего объема корпуса необходимо около 1,5 кг ваты.

В громкоговорителе используется туннель ФИ переменного сечения: при меньшей глубине он обладает лучшими переходными характеристиками, по сравнению с туннелями постоянного сечения (цилиндрическим и прямоугольным), не создает посторонних призвуков и резонансных явлений внутри трубы. Туннель настроен на частоту 37 Гц, он выполнен из фанеры (можно гетинакса) толщиной 8 мм в виде усеченной пирамиды с нижним основанием размерами 80 × 130 мм, верхним 80 × 80 мм и высотой 70 мм (везде указаны внутренние размеры).

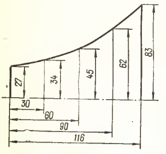


Рис. X.16. Вертикальное сечение экспоненциального рупора.

С целью увеличения КПД и улучшения характеристик на магнитные системы НЧ и СЧ головок клеем БФ-2 наклеены феррит-бариевые магниты марки 2БА диаметром 74...85 мм (такие магниты используются в головках 4ГД-8Е, 4ГД-35, 6ГД-2, 6ГД-6, 10ГД-34). Основной и дополнительный магниты головок ориентируют так, чтобы они взаимно отталкивались, и склеивают друг с другом. После этого на дополнительные магниты наклеивают штампованные колпаки диаметром 100 мм (высота зависит от толщины подклеиваемого магнита), изготовленные из стали Ст.3 толщиной 1,5 мм. Для этого можно использовать металлические банки из-под консервированного зеленого горошка («Глобус»). Описанная доработка головок позволила на 15...20 %

повысить их номинальное звуковое давление, уменьшить коэффициент гармоник при малых и средних уровнях сигнала, улучшить переходные характеристики СЧ головок. Принцип действия подобных «фокусирующих» магнитов описан в [17]. Для улучшения демпфирования диффузоры СЧ головок пропитаны касторовым маслом (см. гл. X, п. 3.1).

Вертикальное сечение экспоненциальных рупоров, в устьях которых установлены ВЧ головки, показано на рис. X.16. Вертикальные стенки рупора плоские, горизонтальные — криволинейные; размеры устьевого отверстия 53 × 36 мм, выходного — 166 × 96, глубина рупора — 116 мм. За пределы корпуса громкоговорителя рупор выступает приблизительно на 90 мм (это расстояние подбирается при прослушивании музыкальных передач). Применение рупора улучшает характеристику направленности и увеличивает звуковое давление на оси головки приблизительно в два раза (до 0,4...0,45 Па). В результате ВЧ блок, состоящий из четырех головок 2ГД-36, оказывается эквивалентным ВЧ головке мощностью 50 Вт, электрическим сопротивлением 8 Ом и средним СЗД 0,2 Па. Громкоговоритель можно эксплуатировать с различными промышленными и любительскими УМЗЧ высокого класса с номинальной мощностью 8...50 Вт.

3.5. Громкоговоритель для любительского радиокомплекса [14]

Громкоговоритель выполнен в виде трехполосной АС с ФИ, отличается линейностью ФЧХ (особенно в сторону «положительных» относительно нуля значений), использованием разделительных фильтров 3-го порядка, применением корректоров полного сопротивления в СЧ и ВЧ звеньях фильтров, улучшающих АЧХ и согласование нагрузок.

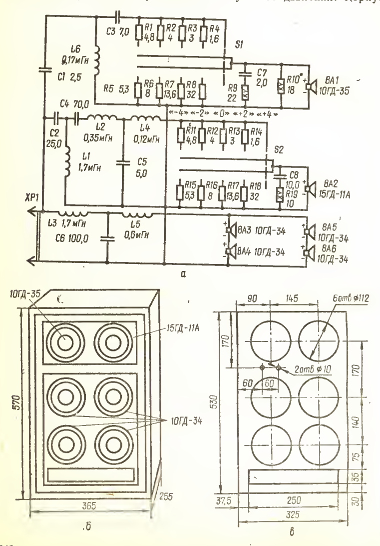
Основные технические характеристики: номинальная мощность 50, максимальная (паспортная) 120 Вт; номинальное входное электрическое сопротивление 4 Ом; номинальный диапазон воспроизводимых частот 35...23 000 Гц при неравномерности АЧХ во всем диапазоне не более 12 дБ; неравномерность АЧХ в диапазоне частот 40...20 000 Гц не более 6 дБ; частоты разделения полос 0,55 и 5,5 кГц; частота настройки туннеля ФИ 37 Гц; среднее СЗД 0,12 Па; габаритные размеры 570 × 365 × 255 мм.

В НЧ звене АС использованы четыре динамические головки 10ГД-34, а в СЧ и ВЧ звеньях — 15ГД-11А и 10ГД-35 соответственно (рис. X.17,*а*). Аттенюатором, образованным переключателем *S1* и резисторами *R1*—*R8*, регулируют АЧХ АС в области ВЧ, аттенюатором, состоящим из *S2* и *R11*—*R18* — в области СЧ; шаг регулирования 2 дБ, пределы ± 4 дБ. Выравнивание сопротивлений ВЧ и СЧ звеньев АС достигается шунтированием головок *BA1* и *BA2* цепями *R9R10C7* и *R19C8*. Целесообразность применения фильтров 3-го порядка обусловлена необходимостью в возможно большей степени предотвратить попадание на ВЧ головку составляющих, частоты которых близки к ее резонансной частоте, чтобы устранить характерные призвуки.

В разделительных фильтрах применены конденсаторы МБГО, резисторы намотаны проводом ПЭМС 0,41 на корпуса резисторов МЛТ-2 сопротивлением более 3 кОм. Переключатели *S1* и *S2* — типа ПГГ, ПГК; их контакты трех-четырех направлений следует запараллелить для увеличения коммутируемой мощности в каждой из цепей. Все катушки фильтров, кроме *L4*, изготовлены намоткой провода на каркасы диаметром 40 мм между щечками, расположенными на расстоянии 20 мм одна от другой. Диаметр щечек для кату-

шек *L1* и *L3* — 80, для *L2*, *L5* и *L6*—60 мм. Диаметр каркаса катушки *L4* — 20, щечек — 40, расстояние между ними — 10 мм, материал — любой диэлектрик: текстолит, оргстекло и т. п. Для намотки катушек *L1* и *L3* использован провод ПЭВ-1 1,48, остальных — ПЭВ-1 1,12. Числа витков катушек следующие: *L1* и *L3* — по 176, *L2* — 80, *L4* — 69, *L5* — 101, *L6* — 56; намотка всех катушек рядовая — виток к витку.

Динамические головки, примененные в громкоговорителе, доработаны по методике, изложенной в гл. X, п. 3.1, для уменьшения искажений и увеличения развиваемого звукового давления. Корпус



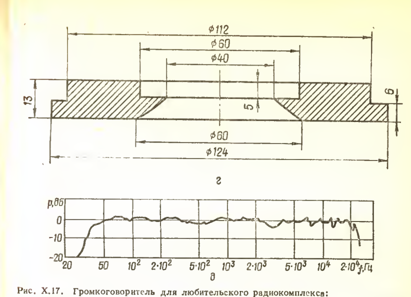


Рис. X.17. Громкоговоритель для любительского радиокомплекса:
а — принципиальная схема электрической части; *б* — внешний вид; *в* — передняя панель; *г* — согласующий рупор; *д* — АЧХ чувствительности.

АС изготовлен из ДСП толщиной 20 мм (рнс. X.17,*б*), его передняя панель расположена заподлицо с торцами боковых стенок н закрыта двумя декоративными накладками, изготовленнымн из листового алюминиевого сплава АМц-П толщиной 2 мм. Диаметр всех отверстий под головки — 112 мм, их следует закрыть выпуклыми колпаками. Головки 10ГД-34 и 15ГД-11А закрепляются на передней панели (рис. X.17,*в*) с наружной стороны, фланцы диффузородержателей вместе с крепежными ушками утапливаются в углублениях глубиной 8 мм, выбранных стамеской, на внутренних краях отверстий под эти головки снимаются фаски размерами 10 мм × 45°. СЧ головка 15ГД-11А с тыльной стороны передней панели закрыта боксом прямоугольной формы с внутреннними размерами 155 × 150 × 100 мм, склеенным из фанеры толщиной 6 мм н заполненным медицинской ватой (40...60 г) неравномерно: с одной стороны диагональной плоскости задней стенки бокса плотнее, чем с другой. ВЧ головка 10ГД-35 также установлена с наружной стороны передней панели. Предварительно она снабжена согласующим рупором (рис. X.17,*г*), выточенным из дюралюминия нли фанеры. Глубина углубления под него в панели также 6 мм. Согласование через рупор улучшает фазовые характеристики громкоговорителя и его способность воспроизводить без искажений импульсные сигналы. Для повышения качества звука рекомендуется вместо головки 10ГД-35 прнменить новую — 6ГД-13, резистор *R10* при этом следует исключить. С целью асимметрнровання внутреннего объема корпуса громкоговорителя для устранения стоящих волн внутрн корпуса располагается перегородка из гетннакса толщиной 6 мм илн фанеры толщиной 8...10 мм размерами 115 × 440 мм (она должна примыкать к левой боковой и верхней стенкам корпуса, ее верхняя часть отстоять от задней стенки на 90, а нижняя — на 70 мм, примыкая частнчно к стенке туннеля ФИ). Сторона перегород-

ки, обращенная к передней панели, оклеивается листовым поролоном толщиной 10 мм, на обратной ее стороне монтируются детали разделительных фильтров. Туннель ФИ имеет переменное сечение в виде полой усеченной пирамиды. Он изготавливается из гетинакса толщиной 6 мм или из фанеры толщиной 10 мм. Входное отверстие туннеля, в глубине корпуса должно иметь размеры 150 × 35 мм, выходное со стороны передней панели,— 250 × 35 мм, длина туннеля 180 мм. По сравнению с обычными такой туннель имеет меньшую длину, обладает значительно лучшими переходными характеристиками, не создает посторонних призвуков и резонансных явлений.

Корпус громкоговорителя заполняется 600...700 г распушенной медицинской ваты, в углах корпуса вата уплотняется, а от туннеля ФИ она отдаляется с помощью проволочных дуг или металлической сетки для формирования ими прохода. Методика изготовления заглушающих уплотнений аналогична изложенной в гл. X, п. 3.1.

АЧХ АС по звуковому давлению приведена на рис. X.17,*д*.

3.6. Громкоговоритель 35АС-013

Громкоговоритель 35АС-013 — активный трехполосный звуковой аппарат с электромеханической обратной связью [28]. Кроме трех динамических головок и пассивного разделительного фильтра в его корпусе смонтированы УМЗЧ с источником питания и ряд дополнительных устройств, повышающих надежность и улучшающих эксплуатационные удобства аппарата. ЭМОС в 35АС-013 реализована только в области НЧ, а в качестве датчика ускорения подвижной системы головки использован трубчатый пьезокерамический элемент ЭП4Т-2, разработанный в Одесском электротехническом институте связи; применение ЭМОС позволило значительно снизить нелинейные искажения в области НЧ и без ухудшения других параметров уменьшить объем громкоговорителя — до 56 л (для сравнения: объем 35АС-012 — 73 л, и это — пассивный аппарат). Громкоговоритель предназначен для работы с предварительным усилителем, снабженным регулятором громкости и тембра. Наличие двух активных входов («Левый» и «Правый») позволяет объединить два громкоговорителя в стереофоническую АС, соединив кабелем с предварительным усилителем только один из них. В громкоговорителе есть и пассивный вход, на который можно подать сигнал от внешнего УМЗЧ. В 35АС-013 предусмотрены плавная регулировка тембра на СЧ и ВЧ номинального диапазона частот, индикация уровня выходного сигнала (0, —6, —12, —20, —30 дБ) и перегрузки (+3 дБ), а также индикация подключения к сети.

Основные технические характеристики: номинальная мощность 35 Вт; номинальное электрическое сопротивление пассивного входа 4 Ом; номинальное напряжение активного входа, обеспечивающее среднее звуковое давление 1,2 Па, 0,5 В, пассивного — 11,8 В; номинальный диапазон частот 31,5...20 000 Гц; пределы регулирования тембра ± 3 дБ на частотах 500...5000 и 5000...20 000 Гц; потребляемая мощность не более 100 Вт; габаритные размеры 325 × 580 × × 265 мм; масса 25 кг.

Принципиальная схема (полностью здесь не приводится) соответствует функционально-блочному принципу исполнения громкоговорителя. Он состоит из блоков усиления и защиты (*U2*), усилителя мощности, индикации и регулировки (*U1*), разделительного фильтра *Z*, трех динамических головок: ВЧ (10ГД-35), СЧ (15ГД-1А) и НЧ (30ГД-6) с датчиком ЭМОС и блока питания. В качестве УМЗЧ применяется модуль УНЧ-50-8 от стереофонического комплекса «Радиотехника-101-стерео» (см. [37]).

Блок усиления и защиты *U2* (рис. X.18) служит для фильтрации сигнала ЭМОС, повышения входного сопротивления и развязки входных цепей усилителя, а также для защиты его и НЧ головки от перегрузок. Он состоит из ARCФ НЧ третьего порядка с частотой среза 250 Гц на ИМС *DA1*, эмиттерного повторителя на БТ *VT2* и устройства защиты на БТ *VT1*, *VT3*, *VT4* (здесь и далее буквенно-цифровая индексация соответствует заводской схеме [28]). Последнее задерживает подключение разделительного фильтра *Z* к выходу модуля УНЧ-50-8 на время переходного процесса при включении питания

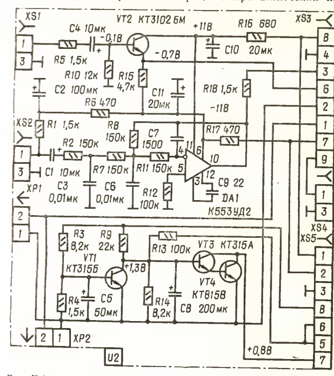


Рис. X.18. Блок усиления и защиты громкоговорителя 35АС-013.

(этим предотвращаются щелчки) и отключает фильтр при появлении на выходе модуля постоянного напряжения любой полярности. Время задержки определяется номиналами элементов *R13*, *R14*, *C8* и составляет в данном случае 1,5 м. Индикацию уровня выходного сигнала и регулировку АЧХ громкоговорителя обеспечивает блок *U1* (рис. X.19). Он состоит из усилителя сигнала на БТ *VT2*, *VT4*, пассивного фильтра с регуляторами уровня СЧ (*R27*) и ВЧ (*R23*), усилителя на БТ *VT9*, *VT11*, *VT13*, интегратора сигнала ЭМОС на ИМС *DA1* и шести пороговых устройств со светодиодными индикаторами (за основу взята схема ячейки индикатора [22]). Первое из этих устройств (на БТ *VT1*, *VT3* и светодиоде *HL1*) индицирует режим «Перегрузка» (+3 дБ), пять последующих — уровни выходного сиг-

Рис. X.19. Блок индикации и регулировки.

иала от 0 до —30 дБ. Светодиод *HL7* является индикатором включения громкоговорителя в сеть. Сигнал, снимаемый с выхода УМЗЧ, поступает на трехполосный разделительный фильтр *Z* (рис. X.20). Его звено *C1L2R1C8* пропускает ВЧ (5000...20 000 Гц), *C2L3C3L4C9R2* — СЧ (450...5000 Гц) и *L1C4C5* — *C7* — НЧ (30...450 Гц). Датчик ЭМОС *BQ1* установлен на подвижной системе НЧ головки ВА3. Напряжение, появляющееся на нем при работе головки, усиливается ПТ *VT1* и через ФНЧ блока *U2* (см. рис. X.18) и интегратор блока *U1* (см. рис. X.19) поступает на вход ДУ, выполненного на БТ *VT9*, *VT11*. Об эффективности снижения коэффициента гармоник $k_г$ в результате введения ЭМОС и без нее можно судить по данным измерения звукового давления соответственно: на частоте 31,5 Гц — 9,4/6,8 и 20/13 %, на частоте 40 Гц — 2,8/2 и 7,4/4,5 %, на частоте 50 Гц — 1/1,1 и 1/1,2, %, на частоте 63 Гц — 1,6/0,8 и 2,2/0,8 %, на частоте 80 Гц—

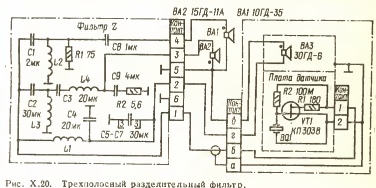


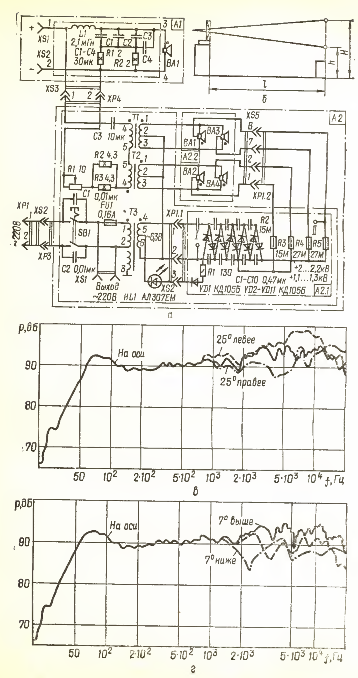
Рис. X.20. Трехполосный разделительный фильтр.

1,2 0,5 и 1,9/0,6 % (в числителе — коэффициент гармоник по второй, в знаменателе — по третьей гармоникам соответственно). Электронные устройства громкоговорителя питаются от сетевого трансформатора. Стабилизированные напряжения питания +14 и —14 В и нестабилизированное напряжение +32 В обеспечивает блок питания, нестабилизированные напряжения +40 и —40 В, а также +38 и —38 В — выпрямители на диодах.

3.7. Диностатическая акустическая система 35АСДС-017 [41]

Система 35АСДС-017 — это трехполосная АС, в НЧ звене которой используется динамическая головка 75ГДН-3 (прежнее наименование 30ГД-11), а в СЧ и ВЧ звеньях — по два электростатических излучателя. Каждый из излучателей состоит из двух неподвижных перфорированных электродов и одного подвижного — излучающего. Последний выполнен в виде тонкой (толщиной 6 мкм) лавсановой металлизированной пленки-мембраны, масса которой соизмерима с соколеблющейся массой воздуха, что обеспечивает практически безынерционный режим возбуждения воздушной среды и высокое качество воспроизведения сигналов СЧ и ВЧ.

Основные технические характеристики: номинальная электрическая мощность 35, паспортная 50 Вт; номинальное электрическое со-



XS1
XS2
L1
2,1 мГн
C1–C4
30мк
R1 2
R2 2
C4
BA1
A1
XS3
XP4
l
б
h
H
A2
T1
C3 10мк
T2
R2 4,3
R3 4,3
R1 10
C1
0,01мк
FU1
0,16А
T3
XS5
BA1
BA3
BA2
BA4
A2 2
XP1.2
XP1.1
XP1
XS2
~220В
XP3
SB1
C2 0,01мк
XS1
Выход
~220В
HL1 АЛ307ЕМ
~6,3В
R1 130
R2
15М
R3
15М
R4
27М
R5
27М
C1–C10 0,47мк
+2...2,2кВ
+1,1...1,3кВ
VD1 КД105Б VD2-VD11 КД105Б
A2.1
а
р,дБ
На оси
25° левее
25° правее
90
80
70
50
10^2
$2\cdot10^2$
$5\cdot10^2$
10^3
$2\cdot10^3$
$5\cdot10^3$
10^4
f, Гц
в
р,дБ
На оси
7° выше
7° ниже
90
80
70
50
10^2
$2\cdot10^2$
$5\cdot10^2$
10^3
$2\cdot10^3$
$5\cdot10^3$
10^4
f, Гц
г

противление входа 4 Ом; диапазоны воспроизводимых частот 500... ...4000 Гц СЧ блоком, 400...25 000 СЧ — ВЧ блоком, 25...25 000 Гц АС в целом; частоты разделения полос 500 и 4000 Гц; отклонение АЧХ звукового давления, усредненных в октавных полосах, между любыми двумя АС не более 2 дБ; характеристическая чувствительность не менее 0,3 $Па \cdot м/\sqrt{Вт}$ (уровень ХЧ 84 дБ) в диапазоне частот 100...8000 Гц; среднее звуковое давление при номинальной электрической мощности — не менее 1,77 Па (99 дБ) в диапазоне частот 100...8000 Гц; суммарный характеристический коэффициент гармоник при электрической мощности, соответствующей среднему звуковому давлению 90 дБ, 2 % в диапазоне частот 250...1000 Гц, 1,5 % в диапазоне 1000...2000 Гц; потребляемая электрическая мощность не более 8 Вт; габаритные размеры и масса соответственно 185 × 155 × 10 мм и 0,25 кг — СЧ блока, 65 × 155 × 5 мм и 0,09 кг — ВЧ блока, 360 × 625 × 380 мм и 24 кг — НЧ блока, 360 × 445 × 231 мм и 6 кг — СЧ — ВЧ блока.

Система 35АСДС-017 состоит из двух громкоговорителей (рис. X.21,*а*): НЧ и ВЧ. Первый из них (*A1* — ФИ), в котором установлены НЧ головка *BA1* и разделительный фильтр *L1C1* — *C4*, пропускающий на нее составляющие сигнала ниже 500 Гц. Второй *A2* объединяет два узла: панель *A2.2* со СЧ (*BA1*, *BA3*) и ВЧ (*BA2*, *BA4*) электростатическими излучателями и блок формирования поляризующего напряжения *A2.1*. Особенность второго блока — использование в качестве элементов разделительных фильтров трансформаторов *T1*, *T2*, согласующих реактивную нагрузку (АС) с выходным сопротивлением УМЗЧ. Их первичные обмотки входят в состав разделительного фильтра, срезающего НЧ (ниже 500 Гц) составляющие звукового сигнала. Индуктивности вторичных обмоток вместе с емкостями самих электростатических излучателей (125 для СЧ и 100 пФ для ВЧ) образуют резонансные контуры-фильтры, настроенные на частоты рабочих диапазонов излучателей. В результате СЧ и ВЧ составляющие звукового сигнала поступают на соответствующие электростатические излучатели. Для получения более равномерной зависимости модуля полного электрического входного сопротивления от частоты последовательно с первичными обмотками трансформаторов включены балластные резисторы *R2*, *R3*, снижающие добротность названных выше резонансных контуров. Переменным резистором *R1* регулируют тембр средних и высших ЗЧ сигнала (диапазон регулировки 5 дБ). Поляризующее напряжение вырабатывается в блоке формирования высокого напряжения (трансформатор питания *T3*, цепь индикации *HL1* и выпрямитель-умножитель *A2.1*). На СЧ излучатели (*BA1*, *BA3*) поступает поляризующее напряжение 2,2 кВ, на ВЧ (*BA2*, *BA4*) — около 1,1 кВ.

Система 35АСДС-017 оформлена в виде двух блоков: ФИ корпуса и устанавливаемого на нем блока формирования высокого напряжения с панелью электростатических излучателей. Излучатели размещены так, что излучение одной пары (СЧ и ВЧ) направлено на слуховой аппарат стоящего, а другой — сидящего человека (рис. X.21,*б*). Значения высот $H = 163$ см и $h = 118$ см соответствуют средним значениям роста человека. Среднее расстояние до АС $l = 3$ м. Частотные характеристики АС приведены на рис. X.21,*в*, *г*.

Рис. X.21. Диностатическая АС 35АСДС-017:

а — принципиальная схема электрической части; *б* — схема размещения излучателей и слушателя; *в*, *г* — АЧХ чувствительности в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно.

4. Способы и примеры повышения качества существующих акустических систем и громкоговорителей

4.1. Фильтр для громкоговорителя с двумя низкочастотными головками [8]

Такой фильтр предназначен для работы в многополосной АС с двумя НЧ головками; его можно использовать и с бо́льшим числом головок, если их число четное, а модули полных сопротивлений и резонансные частоты практически одинаковы. На НЧ рабочего диапазона конденсатор *C1* практически отключен и головки *BA1* и *BA2* (рис. X.22) включены параллельно (через катушки *L1* и *L2*), а на более высоких — последовательно через конденсатор *C1*. При близких резонансных частотах головок в корпусе АС и настройке контура *L1L2C1* на среднюю частоту параллельное соединение получается на частотах ниже резонансной, последовательное — на частотах выше ее, в результате отдача громкоговорителя в области частот, прилегающих к резонансной, уменьшается, а на частотах ниже ее — несколько увеличивается. Это позволяет расширить рабочий диапазон в сторону НЧ.

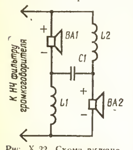


Рис. X.22. Схема включения НЧ головок в фильтр для работы в многополосном громкоговорителе.

Характеристическое сопротивление последовательного контура *L1L2C1* должно быть достаточно большим, иначе отдача головок на резонансной частоте может быть малой. Катушки *L1* и *L2* следует изготовить с отводами, а конденсатор *C1* составить из двух соединенных встречно-параллельно электролитических конденсаторов: при налаживании можно в широких пределах изменять как индуктивность, так и емкость контура (подбором одного из конденсаторов). Усилитель мощности, предназначенный для работы с описанным НЧ звеном, должен быть рассчитан на сопротивление нагрузки, вдвое меньшее сопротивления одной головки, иначе на самых НЧ он будет перегружаться или выйдет из строя.

4.2. Защита громкоговорителей [27]

Устройство, схема которого показана на рис. X.23, предназначено для защиты головок или самих громкоговорителей при отключении одного из источников напряжений (например, из-за перегорания предохранителя) двуполярного питания стереофонического усилителя мощности. Кроме этого оно обеспечивает задержку подключения громкоговорителей на 1...3 с после включения питания, чем устраняет щелчки, вызванные переходными процессами в усилителе. Устройство состоит из двух идентичных частей, отдельных для отрицательного и положительного напряжения питания. При включении питания усилителя конденсатор *C1* заряжается через резистор *R1* от источника напряжением +25 В до напряжения включения динистора *VD2*, после чего следуют разряд конденсатора *C1* через резистор *R3* и управляющий переход тринистора *VD7*, срабатывание реле *K1* и замыкание его нормально разомкнутых контактов. Из схемы видно, что громкоговорители подключаются к выходам усилителей только после срабатывания обоих реле — *K1* и *K2*,— т. е. при наличии напряжений

обоих источников питания (нижняя часть схемы работает аналогично).

Перегорание одного из предохранителей, например в цепи напряжения +25 В, вызовет закрывание тринистора *VD7* и отпускание реле *K1*, за чем последует отключение громкоговорителей от усилителя. Диоды *VD1* и *VD3* предотвращают релаксационные колебания в устройстве: после включения тринисторов напряжения на конденсаторах *C1* и *C2* фиксируются на уровне, равном сумме остаточного напряжения на тринисторе и прямого падения напряжения на диоде. Диоды *VD5* и *VD6* защищают тринисторы от перенапряжений в момент их выключения.

Налаживание устройства состоит в выборе желаемого времени задержки включения реле *K1* и *K2*, зависящего от постоянных времен зарядных цепей конденсаторов *C1* и *C2* и от напряжения включения $U_{вкл}$ динисторов *VD2*, *VD4* (10...27 В). Для работы в устройстве пригодны экземпляры, для которых $U_{вкл} < U_{пит}$. При номиналах элементов, указанных на схеме, и использовании динисторов с напряжением $U_{вкл} = 20$ В время задержки включения реле составляет 1,5 с. Регулировать его можно, изменяя емкости конденсаторов *C1*, *C2* или сопротивления резисторов *R1*, *R2*, но так, чтобы выполнялось условие $R1\ (R2) < (U_{пит} - U_{вкл})/I_{вкл}$, где $I_{вкл}$ — ток включения динистора.

+25В
VD1, VD3, VD5, VD6 Д220
К выходам усилителей
R1 4,7к
VD5
VD1
K1
C1 200,0×25В
VD2 КН102А
R3 51
VD7 КУ101А
R2 4,7к
VD6
VD3
K2
C2 200,0×25В
VD4 КН102А
R4 51
VD8 КУ101А
К громкоговорителям
−25В

Рис. X.23. Схема устройства защиты громкоговорителей.

В устройстве применены реле РЭС-6 (паспорт РФО.452.103, сопротивление обмотки 550 Ом, токи срабатывания и отпускания — соответственно 35 и 8 мА). Вместо указанных на схеме тринисторов КУ101А пригодны любые приборы этой серии, вместо диодов Д220 — диоды Д223, КД103А.

4.3. Улучшение качества звучания стереофонической системы [42]

Качество звучания при прослушивании музыкальных программ значительно улучшается за счет включения дополнительных громкоговорителей через фильтры *L1C1R1* и *L2C2R3* (рис. X.24). При малых уровнях громкости (кнопка *S1* нажата) к выходу усилителя ЗЧ через фильтры подключаются только дополнительные громкоговорители *BA3*, *BA4*. Фильтры настроены на частоту 3 кГц. Ослабляя СЧ область диапазона воспроизводимых частот, они компенсируют пониженную чувствительность человеческого уха на низших и высших ЗЧ при малых уровнях громкости.

При большой громкости (кнопка *S1* в положении, показанном на рисунке) к выходу усилителя подключаются и основные (*BA1*, *BA2*), и дополнительные (*BA3*, *BA4*) громкоговорители, причем на *BA3* подаются суммарный, а на *BA4* разностный сигналы, и обычная стереофоническая система звуковоспроизведения превращается в псевдо-

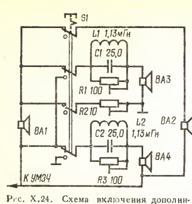


Рис. X.24. Схема включения дополнительных головок через фильтры для улучшения качества звучания АС.

квадрафоническую. В качестве фронтальных используют основные громкоговорители, а в качестве тыловых — дополнительные. Для регулировки соотношения громкости звучания фронтальных и тыловых громкоговорителей служит переменный резистор $R2$.

Предлагаемый способ включения нагрузки несколько снижает максимальную выходную мощность усилителя за счет рассогласования его выходного и нагрузочного сопротивлений. Однако УМЗЧ на предельной мощности работают чрезвычайно редко, и это снижение КПД не играет существенной роли.

Катушки $L1$ и $L2$ изготавливают намоткой провода ПЭЛ 1,5 на каркасы диаметром 36 и длиной 40 мм. Катушки содержат по 180 витков. В качестве основных можно использовать любые ЗАС (6МАС-1, 10МАС-1 и т. п.), а в качестве дополнительных — АС открытого типа с широкополосными головками мощностью 2...4 Вт.

4.4. Фазирование головок громкоговорителя [4]

Предлагаемым способом пользуются в случаях, если фазирование головок нельзя выполнить по смещению диффузора под действием постоянного тока, поскольку визуальное наблюдение за смещением диффузора в момент подключения затруднено из-за его малости у ВЧ головок или невозможно из-за декора оформления. Им пользуются также при проверке многополосных громкоговорителей (АС), так как разделительные фильтры практически исключают фазирование по смещению диффузора для всех головок, кроме НЧ, сигнал на которую подается через ФНЧ.

Способ заключается в сравнении осциллограмм сигналов, излучаемых проверяемой и образцовой (с известной распайкой выводов звуковой катушки) головками. Обе головки через ограничительный резистор поочередно подключаются к выходу генератора сигналов ЗЧ, частоту которых выбирают такой, чтобы они хорошо его воспроизводили (при проверке многополосных АС она равна частоте разделения полос). Микрофон, подключенный ко входу усилителя вертикального отклонения луча осциллографа, подносят почти вплотную (зазор не более 1...2 мм) к диффузору головок и определяют их фазирование по первому всплеску синусоиды на экране. Для синхронизации строчной развертки используют выходное напряжение этого же генератора. Если микрофон к диффузору поднести достаточно близко не удается, то его каждый раз помещают на одном и том же выбранном и достаточно малом расстоянии от обеих головок. К диффузорам большого диаметра с большой присоединенной (соколеблющейся) массой воздуха это правило не относится, так как фаза звукового давления практически не изменяется при удалении до нескольких сантиметров от поверхности диффузора.

4.5. Улучшение звучания двухполосного громкоговорителя 10МАС-1 [30]

Улучшение звучания достигается за счет снижения переходных и интермодуляционных искажений, обусловленных материалом и конструкцией подвижной системы НЧ динамической головки 10ГД-30Е, изменением частоты раздела полос. В первоначальном варианте из-за выбора частоты раздела равной 5000 Гц для обеспечения наибольшей отдачи НЧ головка выполняла функции широкополосной, что ей не свойственно по причине заметных искажений, упомянутых выше. Новая частота раздела равна 500 Гц, а для разделения полос использован фильтр второго порядка (рис. X.25). В качестве СЧ и ВЧ применена головка 2ГД-40. Спад ее звукового давления на частоте 20 кГц относительно давления на частоте 10 кГц не превышает 7 дБ. Она имеет значительно бо́льшую чувствительность: при номинальной мощ-

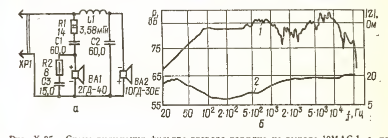


Рис. X.25. Схема включения фильтра второго порядка на выходе 10МАС-1 с новой частотой среза (*а*) и АЧХ модернизированной АС (*б*).

ности 2 Вт создает звуковое давление 97 дБ на расстоянии 1 м от акустического центра (для сравнения: головка 10ГД-30Е при 10 Вт — 94 дБ). Для уравнивания чувствительностей головок последовательно с головкой *BA1* 2ГД-40 включен резистор *R1*, а для компенсации увеличения ее сопротивления на ВЧ — параллельно ей цепь *R2C3*, что необходимо для эффективной работы разделительного фильтра.

Катушка *L1* (220 витков) изготавливается намоткой провода ПЭВ-2 0,8 на каркас диаметром 67 мм, намотка рядовая, многослойная шириной 20 мм. Вместе с другими элементами фильтра она закреплена на нижней стенке корпуса АС. Конденсаторы *C1—C3* — бумажные или керамические на номинальное напряжение не менее 25 В. Головка 2ГД-40 располагается на месте головки 3ГД-31, большая ось эллиптического диффузора ориентируется параллельно боковым стенкам корпуса так, чтобы диффузородержатель полностью закрывал отверстие в передней стенке; головка углубляется и закрепляется теми же держателями. В заключение головка накрывается заполненным ватой фанерным колпаком объемом 1...2 л, который закрепляется на передней стенке, и все щели промазываются пластилином.

Возможен и другой вариант доработки конструкции АС: головка 3ГД-31 отключается, но остается на месте. Головка 2ГД-40 помещается в небольшой (того же объема, что и колпак) герметичный ящик, заполненный ватой, который устанавливается непосредственно на основной корпус АС, перевернутый НЧ головкой вверх для уменьшения расстояния между головками. В обоих вариантах для улучшения воспроизведения НЧ корпус громкоговорителя 10МАС-1 желательно заполнить ватой, сосредоточив ее ближе к головке 10ГД-30Е: вата способствует увеличению эквивалентного внутреннего объема

АС, повышению гибкости подвеса диффузора и понижению резонансной частоты головки в корпусе АС. АЧХ доработанного громкоговорителя показана на рис. X.25,*б* (кривая *1*): диапазон воспроизводимых частот при неравномерности 15 дБ значительно шире, чем у исходной конструкции (63...18 000 Гц), и составляет 40...20 000 Гц. Здесь же приведена *z*-метровая характеристика АС — зависимость от частоты модуля полного сопротивления устройства (кривая *2*). После доработки звучание АС стало «прозрачнее», особенно при стереофоническом воспроизведении звука.

Х.6. Усовершенствование громкоговорителя 20АС-2

Усовершенствование с целью расширения диапазона воспроизводимых частот в сторону низших, уменьшения неравномерности АЧХ и снижения коэффициента гармоник [31] достигается путем уменьше-

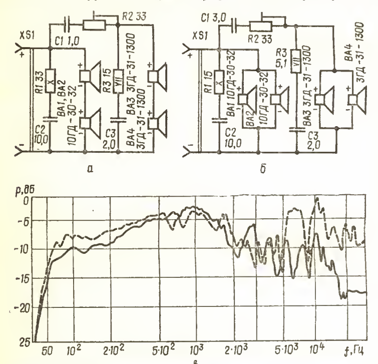


Рис. X.26. Схемы модернизированных громкоговорителей 20АС-2 на номинальные сопротивления нагрузки 16 Ом (*а*), 4 Ом (*б*) и их АЧХ (*в*).

ния числа ВЧ головок, удаления ФНЧ и замены типа акустического оформления. Принципиальные схемы переделанных громкоговорителей на номинальные сопротивления 16 и 4 Ом приведены соответственно на рис. X.26,*а*, *б*. В обоих вариантах число ВЧ головок уменьшено до двух, изменены номиналы элементов ФВЧ, параллельно соответствующим головкам включены корректирующие цепи *R1C2*

и $R3C3$ для устранения влияния реактивных сопротивлений звуковых катушек на ВЧ и НЧ звенья громкоговорителя. Благодаря этому характеристики полного электрического сопротивления НЧ и ВЧ звеньев устройства в номинальном диапазоне частот стали более линейными, а результирующая z-метровая характеристика всего громкоговорителя практически частотнонезависимой, что уменьшило вероятность искажений ФЧХ.

В новом варианте громкоговоритель оформлен в виде ФИ: в одно из отверстий передней панели корпуса, где были установлены ВЧ головки, вклеена заглушка из многослойной фанеры (рис. X.27), а в другое — труба ФИ длиной 160 мм при толщине стенок 3... 4 мм из прессшпана. Из звукопоглощающего мешка половина материала удалена, оставшаяся часть распределена в нем равномерно. Мешок приклеен к задней стенке корпуса и закрывает всю его поверхность, исключая место напротив трубы ФИ. Перед наклейкой мешка подстроечный резистор $R2$ (см. рис. 26,*а*, *б*) необходимо закрыть картоном. Применение ФИ увеличивает отдачу и снижает коэффициент гармоник компрессионных головок 10ГД-30-32 в НЧ участке диапазона. АЧХ усовершенствованной (штриховые линии) и фабричной (сплошные линии) АС сопротивлением 4 Ом показаны на рис. X.26,*в*.

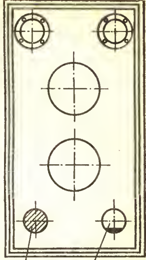


Рис. X.27. Панель для установки головок и ФИ АС по схеме рис. X.26.

4.7. Усовершенствование головок 3ГД-31-1300 [32]

Головки 3ГД-31-1300 используются во многих громкоговорителях в качестве ВЧ излучателя и наряду с широким диапазоном частот, высокой отдачей и надежностью имеют значительную неравномерность АЧХ и «металлический» оттенок звучания. Усовершенствование их может быть достигнуто введением звукопоглощающего материала в поддиффузорное пространство (рис. X.28,*а*). Для этого головку разбирают, сняв острым ножом картонное кольцо *1* с диффузородержателя *7* после обильного смачивания его ацетоном (кольцо должно сниматься без усилий). Затем отпаивают токоподводы *5* от выводных лепестков *3* и, размягчив место склейки, снимают с диффузородержателя диффузор *2*, а с диффузора — бумажный колпачок *6*, закрывающий магнитный зазор. Чтобы в зазор не попала магнитная пыль, его временно заклеивают изоляционной лентой. Затем к внутренней поверхности диффузородержателя клеем 88Н, БФ-2 или БФ-4 приклеивают полоску звукопоглощающего материала *4* (например, войлока толщиной 3 мм) и, отцентрировав диффузор после удаления ленты, вновь собирают головку в обратном порядке. Центрируют диффузор с помощью секторов из плотной бумаги, которые вставляют по контуру кольцевого зазора между керном магнитной системы и звуковой катушкой.

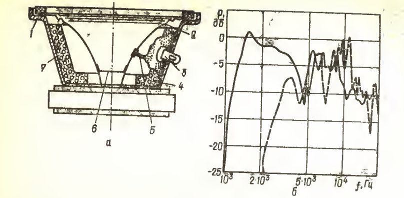


Рис. X.28. Конструкция усовершенствованной головки 3ГД-31-1300 (*а*) и ее АЧХ (*б*):

1 — картонное кольцо; *2* — диффузор; *3* — выводные лепестки; *4* — звукопоглощающий материал; *5* — токопровод; *6* — бумажный колпачок; *7* — диффузородержатель.

АЧХ доработанной головки показана на рис. X.28,*б* сплошной линией. Как видно, ее неравномерность по сравнению с АЧХ исходной головки (штриховая линия) уменьшилась в диапазоне частот 10...20 кГц до 3 дБ (было 15 дБ), нижняя граничная частота понизилась до 1200 Гц. Субъективно качество звучания значительно улучшилось — исчез «металлический» оттенок звука, появилась прозрачность, естественность, улучшилась различимость тембровой окраски инструментов.

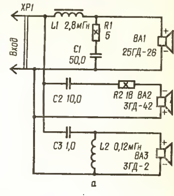
4.8. Модернизация громкоговорителя 15АС-404 [11]

Громкоговоритель может быть модернизирован в двух направлениях, обеспечивающих существенное улучшение его звучания: можно его переделать в трехполосную АС ФИ типа или, сохранив двухполосный вариант, изменить тип акустического оформления на ФИ. В обоих случаях ВЧ головка 3ГД-31 заменяется широкополосной 3ГД-42: в трехполосном варианте новая головка выполняет функции СЧ, а в двухполосном — СЧ — ВЧ головки. Необходимость замены вызвана недостаточной чувствительностью исходной головки, что не позволяло реализовать номинальную мощность НЧ головки 25ГД-26 без перегрузки ВЧ. АЧХ головки 3ГД-42 на СЧ равномернее, чем у 25ГД-26, поэтому, понизив частоту разделения фильтра громкоговорителя до 800...900 Гц и сдемпфировав основной резонанс новой головки (3ГД-42) установкой ее в закрытый, заполненный звукопоглощающим материалом бокс, можно улучшить равномерность АЧХ АС на СЧ.

Для трехполосного варианта громкоговорителя необходимо также добавить ВЧ головку 3ГД-2 (принципиальная схема включения головок и разделительных фильтров для этого варианта показана на рис. X.29,*а*). При малом объеме ящика (12 л) важно не занимать место элементами фильтров, поэтому СЧ головку 3ГД-42 подключают к НЧ 25ГД-26 не через делитель из двух резисторов, а через добавочный резистор *R2* (при этом уменьшается емкость разделительного конденсатора *C2* и сокращается число элементов фильтров). Дроссель *L1* служит для устранения СЧ и ВЧ составляющих сигнала со входа НЧ

головки, цепь $R1C1$ — для уменьшения зависимости ее входного сопротивления от частоты и для повышения эффективности заграждающего действия дросселя.

При конструировании громкоговорителя в разделительном фильтре используют проволочные остеклованные резисторы с мощностью рассеивания не менее 5 Вт и малогабаритные конденсаторы К76П-1 на номинальное напряжение 63 В. При отсутствии последних применяют обычные бумажные конденсаторы на напряжение 160 В. Для уменьшения габаритных размеров и активного сопротивления дросселя его выполняют намоткой провода диаметром не менее 0,8 мм на Ш-образный магнитопровод сечением 3...4 см². Пластины собирают встык с зазором около 1,5 мм. При использовании магнитопровода из пластин Ш14 сечением 3 см² обмотка дросселя содержит 100 витков провода ПЭЛ 1,0; активное сопротивление его составляет 0,26 Ом. Дроссель $L2$ изготавливают из имеющейся в фильтре громкоговорителя 15АС-404 катушки, отмотав от ее обмотки 95 витков.



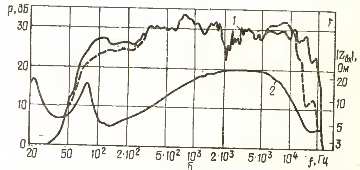


Рис. X.29. Схема модернизированного громкоговорителя 15АС-404 (*а*), его АЧХ и *z*-метровая характеристика (*б*).

Характеристики модернизированных вариантов АС показаны на рис. X.29,*б*. Сплошная кривая *1* представляет собой АЧХ трехполосного варианта с ФИ (штриховая линия слева характеризует снижение эффективности воспроизведения НЧ при отсутствии ФИ, справа — то же в области ВЧ для двухполосного варианта), кривая *2* — зависимость от частоты модуля полного входного сопротивления для трехполосного варианта АС. В результате модернизации нижняя граница диапазона воспроизводимых частот смещается с 80 до 63 Гц, а неравномерность АЧХ уменьшается с 15 до 11 дБ, особенно снижаются ее перепады на СЧ. Увеличение модуля полного сопротивления на СЧ вызвано применением в разделительном фильтре добавочного резистора $R2$, о назначении которого упомянуто выше.

При изготовлении трехполосного варианта устанавливается новая передняя панель (рис. X.30) из фанеры толщиной 12 мм. НЧ головка, как и прежде, устанавливается изнутри, СЧ — 3ГД-42 — с наружной стороны панели, причем ее диффузородержатель должен быть заподлицо с наружной поверхностью ящика, что достигается вырезкой углубления 5 мм. Углубление под ВЧ головку 3ГД-2 делается с внутренней стороны панели, чтобы излучающий рупор головки располагался заподлицо с наружной поверхностью панели, а сама головка располагается между отверстиями под туннелями ФИ. Применение двух туннелей позволяет при сохранении необходимой площади сечения и частоты настройки ФИ значительно уменьшить длину туннелей — до 120 мм (внешний их диаметр 32, внутренний — 28 мм). Головка 3ГД-42 изнутри закрывается герметичным боксом с внешними размерами 180 × 100 × × 65 мм, заполненным ватой и изготовленным из фанеры или оргалита толщиной 4 мм. При всех нововведениях весьма важно обеспечить герметичность корпуса и его узлов, используя пластилин, прокладки и т. п.

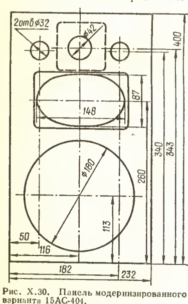


Рис. X.30. Панель модернизированного варианта 15АС-404.

В отличие от закрытого ящика ФИ требует равномерного распределения звукопоглощающего материала на стенках корпуса, для чего из ваты и марли изготавливают маты толщиной 20... ...30 мм, которые нельзя располагать вблизи торцов труб ФИ.

В двухполосном варианте громкоговорителя используется старая передняя панель, в которой под отверстием для НЧ головки выпиливаются два отверстия под туннели ФИ указанных размеров и диаметр отверстия для головки 3ГД-31 увеличивается так, чтобы в нем с внутренней стороны можно было установить головку 3ГД-42. Разделительный фильтр упрощается: из него исключаются дроссель *L2* и конденсатор *C3*.

Чтобы убедиться в эффективности модернизации, вначале рекомендуется переделать один громкоговоритель и провести его сравнительные испытания с заводским образцом в монофоническом режиме. В стереофоническом варианте при прослушивании музыкальных программ выигрыш более ощутим.

4.9. Двухполосный громкоговоритель со сдвоенными головками

Такой громкоговоритель выполнен в виде ФИ [19], содержит в НЧ звене две головки 6ГД-2, а в СЧ — ВЧ — головку 3ГД-42. Он работает от двухполосного усилителя, номинальная выходная мощность НЧ и ВЧ каналов которого 20 и 10 Вт соответственно, выходное сопротивление НЧ канала отрицательное — 1,5 Ом, номинальный диапазон воспроизводимых частот 30...18 000 Гц при неравномерно-

сти АЧХ не более 6 дБ. Корпус громкоговорителя (700 × 400 × 360 мм) изготавливается из ДСП толщиной 20 мм, передняя стенка склеивается из двух листов такой ДСП, ее толщина — 40 мм. Такая же толщина цилиндрической накладки диаметром 300 мм из того же материала, закрепленной с внешней стороны передней панели. Отверстие в накладке диаметром 230 мм совпадает с отверстием в передней панели под НЧ головки; одна из них закрепляется с внутренней стороны передней панели, другая — с внешней стороны накладки (рис. X.31,*а*). Эллиптическая головка 3ГД-42 закреплена с внешней стороны панели над НЧ узлом большой осью вертикально (рис. X.31,*б*), с внутренней стороны она прикрыта колпаком объемом около 2 л, заполненным ватой. Для увеличения жесткости ящика между передней и задней, а также между боковыми стенками установлены металлические распорки. Внутренние стенки ящика оклеены войлоком толщиной 20 мм. Труба ФИ отверстия устанавливается на передней панели, ее внутренний диаметр 80 и длина 160 мм вместе с толщиной стенки передней панели.

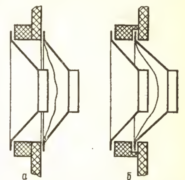


Рис. X.31. Крепление сдвоенных головок к панели громкоговорителя:
а — 6ГД-2; *б* — эллиптический 3ГД-42.

Громкоговоритель можно выполнить и в виде закрытого ящика. В этом случае гладкая АЧХ на НЧ получается при нулевом выходном сопротивлении полосного усилителя, а нижняя граница воспроизводимого АС диапазона частот повышается с 30 до 40 Гц. Если в такой громкоговоритель установить разделительные фильтры с частотой раздела 400...500 Гц, то его можно использовать практически с любым усилителем, работающим на нагрузку 4 Ом.

Верность воспроизведения музыкальных программ АС в обоих случаях весьма высокая.

При разработке самостоятельных конструкций АС со сдвоенными головками следует учитывать их особенности.

1. Сдваивание головок изменяет только один из расчетных параметров головки — общий эквивалентный объем $V_э$, который определяется по исходным эквивалентным объемам головок $V_{э1}$ и $V_{э2}$ согласно выражению $V_э = (V_{э1} + V_{э2})/4$. Вся методика дальнейшего расчета громкоговорителя не отличается от известной как для закрытого ящика, так и для корпуса с ФИ. Уменьшение вдвое (при равных исходных) эквивалентного объема сдвоенной головки позволяет несколько снизить резонансную частоту АС.

2. КПД АС со сдвоенными головками уменьшается в число раз, пропорциональное третьей степени уменьшения резонансной частоты (как это происходит в любой другой АС). Проигрыш в КПД является следствием снижения нижней граничной частоты воспроизводимого диапазона.

3. При сдваивании головок уменьшаются все виды искажений воспроизводимого ими сигнала, в частности, благодаря демпфирующему действию заключенного между головками воздуха. Для устранения источника интермодуляционных искажений, вызванных нерав-

номерностью распределения звукового давления внутри ящика, частотный спектр колебаний, подводимых к внутренней из двух головок, следует ограничить сверху до 100...300 Гц.

4. Ослабить вредное влияние внутренних резонансов ящика можно установкой между головками или на тыльной стороне внутренней головки ПАС, разместив их в отверстиях диффузородержателей.

5. Добротность сдвоенной головки (как и одинарной) с помощью ПАС может быть снижена, из-за чего в некоторых случаях полезно отказаться от ПОС в УМЗЧ.

6. Определенного выравнивания фаз излучаемых головками звуковых колебаний можно достичь путем выдвижения вперед НЧ головок по отношению к СЧ головкам, а СЧ головок — вперед по отношению к ВЧ головкам. Необходимое дополнительное смещение головок находится экспериментально: на вход УМЗЧ подается напряжение прямоугольной формы частотой $0{,}7f_р$ (здесь $f_р$ — частота раздела) и наблюдается переходный процесс сигнала, снимаемого с измерительного микрофона, установленного на акустической оси головок (см. гл. X, п. 4.4).

Учитывая изложенное, сдвоенные головки, работающие в НЧ звене, следует устанавливать, руководствуясь рисунком X.31. Если же решено использовать сдвоенные головки и в СЧ диапазоне, то их нужно расположить диффузорами навстречу друг другу, как рекомендовано в [20].

4.10. Пассивный излучатель в громкоговорителях 6АС-2 [26]

Применение ПИ несколько улучшает показатели промышленного громкоговорителя 6АС-2, которым комплектуются выпускаемые серийно электрофоны «Мелодия-103», радиолы «Мелодия-104» и магнитолрадиолы «Мелодия-105». К его недостаткам относятся низкий уровень звукового давления на НЧ и значительная неравномерность АЧХ по звуковому давлению в диапазоне 4...6 кГц, вызванные малым объемом ящика: всего 5 л вместо оптимального — 9 л. Для уменьшения неравномерности АЧХ громкоговорителя 6АС-2 во всем диапазоне частот примерно до 12 дБ и снижения нижней границы этого диапазона до 50 Гц (вместо 63 Гц) в нем монтируется самодельный ПИ, который изготавливается из вышедшей из строя динамической головки типа 6ГД-6 либо 10ГД-34. Для этого с головки снимается магнитная система и срезается звуковая катушка, вместо которой эпоксидной смолой вклеивается металлический диск *3* массой около 4 г с резьбовым отверстием М3 в центре. Конструкция ПИ показана на рис. X.32. Он устанавливается в отверстии диаметром 110 мм, которое вырезается в центре задней стенки громкоговорителя 6АС-2. Для обеспечения герметичности закрытого ящика между излучателем и стенкой необходимо проложить резиновый уплотнитель, а с целью увеличения эквивалентного объема ящика корпуса — частично заполнить его ватой. Во избежание попадания ваты на диффузор и металлический диск ПИ на расстоянии 20 мм от него устанавливаются перегородки (приклеивают к корпусу любым клеем) из специального поролона, применяемого в воздушных фильтрах отечественных мотоциклов. Перегородка обладает дополнительными звукопоглощающими свойствами, уменьшающими неравномерность АЧХ громкоговорителя в диапазоне частот ниже 500 Гц. Разрез переделанного громкоговорителя показан на рис. X.33.

Для уменьшения неравномерности АЧХ громкоговорителя в диапазоне частот 4...6 кГц вместо имеющегося в нем разделительного

конденсатора устанавливается разделительный фильтр третьего порядка (рис. X.34), частота раздела которого 4 кГц, крутизна спада АЧХ НЧ звена 12, ВЧ — 18 дБ на октаву. Катушки фильтра изготавливаются намоткой провода на круглые каркасы (рис. X.35) диаметрами 65 (*L1*) и 44 мм (*L2*). Первая катушка должна содержать 156 витков провода ПЭЛ 1,3, а вторая — 107 витков провода ПЭЛ 0,72.

Переделанный громкоговоритель рекомендуется налаживать с помощью генератора резонансных частот (схема его приведена на

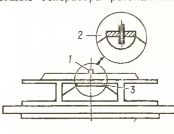


Рис. X.32. Конструкция ПИ для громкоговорителя 6АС-2:
1 — настроечный винт; *2* — узел настройки; *3* — металлический диск.

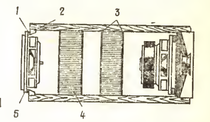


Рис. X.33. Разрез модернизированного громкоговорителя 6АС-2:
1 — резиновая прокладка; *2* — задняя стенка; *3* — перфорированные пластины; *4* — пенополиуретановый блок; *5* — ПИ.

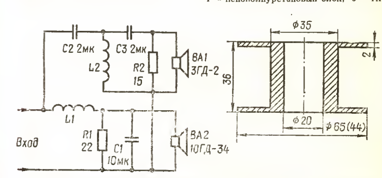


Рис. X.34. Схема разделительного фильтра третьего порядка для громкоговорителя 6АС-2.

Рис. X.35. Каркас катушек фильтра рис. X.34.

рис. X.9, в гл. X, п. 3.1 изложена методика настройки системы головка — ФИ, роль которого в данном случае выполняет ПИ). Для изменения резонансной частоты ПИ в резьбовое отверстие металлического диска с наружной стороны ввинчиваются металлические винты различной длины, имеющие соответственно различную массу. При необходимости использования большой массы можно применить отрезок пруткового припоя соответствующего диаметра, нарезав на его конце резьбу М3. По окончании настройки винт фиксируется каплей нитроэмали и закрывается пластмассовым колпачком, изготовленным из половины шарика для настольного тенниса. Колпачок приклеивается к диффузору ПИ с наружной стороны (см. гл. X, п. 3.1). Об улучшении параметров громкоговорителя можно судить по рис. X.36, на котором приведены АЧХ и частотные характеристики модуля

полного входного сопротивления до (штриховые линии) и после (сплошные линии) переделки, измеренные по известным методикам (см. гл. IX, п. 9). Одним из путей значительного улучшения звучания громкоговорителей 6АС-2 в области НЧ является замена головок 10ГД-34 новыми головками 15ГД-13 и 25ГД-32 с утяжеленными подвижными системами и более НЧ основного резонанса.

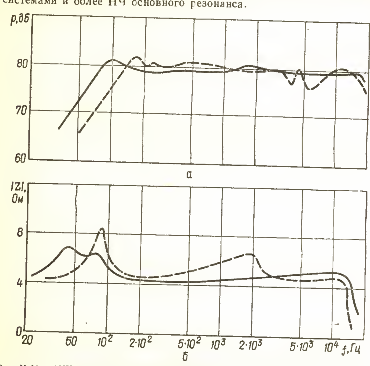


Рис. X.36. АЧХ (*а*) и *z*-метровая характеристика (*б*) модернизированного (сплошные линии) и исходного (пунктирные) громкоговорителя 6АС-2.

4.11. Двухполосное звуковоспроизведение с помощью промышленных акустических систем

Промышленные АС имеют одну, две и более широкополосных головок [43]. Двухполосное звуковоспроизведение с помощью таких АС может существенно приблизить качество звучания к естественному за счет снижения интермодуляционных и временных искажений и демпфирования основного резонанса СЧ — ВЧ головки. При этом от усилителя не требуется дополнительной мощности.

Двухполосное звуковоспроизведение осуществляется включением последовательно с соответствующими головками разделительных фильтров, состоящих из катушки индуктивности *L1* и конденсатора *C1* (рис. X.37). Головка, подключенная к усилителю через катушку индуктивности, становится при этом НЧ, а через конденсатор — СЧ — ВЧ головкой. Интермодуляционные искажения уменьшаются за счет снижения амплитуды смещения диффузора СЧ — ВЧ головки, подключаемой к усилителю через конденсатор, ослабляющий НЧ компо-

ненты сигнала. Частота разделения для двухполосного включения имеющихся широкополосных головок выбирается в пределах 500... ...800 Гц. Индуктивность катушки *L1* и емкость конденсатора *C1* определяются по формулам $L1 = R_0/2\pi f_р$ и $C1 = 1/2\pi f_р R_0$, где R_0 — модуль сопротивления звуковой катушки головки громкоговорителя на частоте разделения; $f_р$ — частота разделения, Гц. Для измерения сопротивления звуковой катушки на любой частоте пользуются методом замещения (см. гл. IX, п. 9): генератор сигналов ЗЧ *G1* (рис. X.38) подключается к испытуемой головке *BA1* через резистор *R1* сопротивлением 1...2 кОм, а параллельно головке — вольтметр *PU1* с входным сопротивлением не менее 30 кОм. На генераторе устанавливается требуемая частота $f_р$. Изменяя выходное напряжение, добиваются показаний вольтметра 200...300 мВ. Далее с помощью переключателя

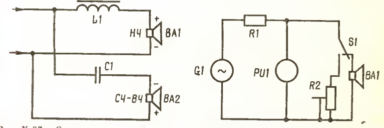


Рис. X.37. Схема включения разделительного фильтра для двухполосного звуковоспроизведения.

Рис. X.38. Схема измерения сопротивления звуковой катушки методом замещения.

S1 вместо испытуемой головки *BA1* подключается магазин сопротивлений *R2* и при том же напряжении на выходе генератора подбирается его сопротивление таким, чтобы показания вольтметра совпали с показаниями при подключенной головке. После этого по магазину сопротивлений определяется модуль полного сопротивления звуковой катушки на требуемой частоте.

В качестве разделительных следует применять бумажные конденсаторы на номинальное напряжение не менее 60 В, катушку индуктивности намотать проводом диаметром не менее 0,6 мм (магнитопровод катушки — сама магнитная система НЧ головки) на шаблон подходящего диаметра, затем снять с него и туго закрепить на магнитопроводе. Такое размещение катушки *L1* частично компенсирует потери на активном сопротивлении ее обмотки за счет индуктивной связи со звуковой катушкой головки. Синфазность включения обмоток катушек определяется экспериментально. НЧ головка с надетой на нее катушкой укладывается на стол вверх диффузором и через катушку подключается к устройству, показанному на рис. X.38. С помощью генератора ЗЧ определяется частота основного резонанса головки по максимуму показаний вольтметра, изменяется полярность подключения катушки *L1* относительно одного и того же вывода звуковой катушки и вновь она подключается к устройству. Бóльшее напряжение на частоте резонанса соответствует синфазному включению катушки *L1*.

Двухполосное включение головок практически не влияет на АЧХ громкоговорителя по звуковому давлению, однако звучание его заметно улучшается. Так, на рис. X.39 приведены кривые, снятые для двух головок 2ГД-40, установленных на крышке электрофона «Кон-

цертный-304»: штриховые линии — при обычном, последовательном включении головок, сплошные — при двухполосном (индуктивность катушки 1,6 мГн, емкость конденсатора 35 мкФ). На рис. X.39 приведены частотные характеристики модуля полного сопротивления головок для обоих случаев включения. Совпадение уровней звукового давления на АЧХ в обоих случаях объясняется компенсацией уменьшения звукового давления из-за снижения входного сопротивления системы из двух головок при постоянном входном напряжении. Таким образом, двухполосное включение не вызывает изменения громкости воспроизведения, если при обычном, заводском включении головки были соединены последовательно.

В случае разнотипных широкополосных головок в качестве НЧ головки следует применить более мощную, так как она имеет более

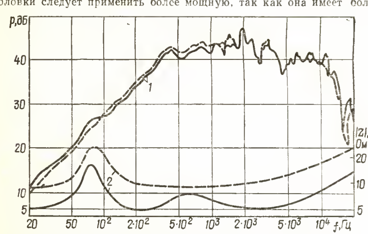


Рис. X.39. АЧХ (*1*) и *z*-метровые характеристики (*2*) двухполосной АС.

НЧ собственного резонанса. Ориентация рабочей оси НЧ головки не имеет значения; СЧ — ВЧ головка должна быть непременно установлена на лицевой панели звуковоспроизводящего устройства. В качестве СЧ — ВЧ применяют головки 3ГД-42, 2ГД-38, 2ГД-40, 1ГД-50. Головки большого размера применять нежелательно из-за сужения диаграммы направленности. СЧ — ВЧ головка изолируется от НЧ боксом, заполненным ватой, с внутренним объемом 1...1,5 л: звукопоглощающий материал вблизи диффузора демпфирует основной резонанс головки, что в значительной мере способствует улучшению звучания. Можно с этой же целью применить ПАС на диффузородержателе (гл. X, п. 4.16). Важно не забыть СЧ — ВЧ головку подключить к выходу усилителя в противофазе с НЧ головкой, как это показано на рис. X.37. Двухполосное включение опробовано на магнитофоне «Маяк-203», электрофоне «Концертный-304», цветном телевизоре «Рубин-707» и показало хорошие результаты, заметные для аппаратуры второй и третьей групп сложности.

4.12. Индикатор перегрузки громкоговорителя [29]

Для неискаженного воспроизведения пиковых уровней музыкальных сигналов выходная мощность УМЗЧ выбирается значительно бо́льшей, чем номинальная мощность громкоговорителей (см., напри-

мер, гл. X, п. 3.4). Однако если кратковременные перегрузки для устройств не опасны, то длительная их работа при повышенной мощности приводит к повреждению подвижных систем головок. Индикатор реагирует даже на кратковременные превышения заданного уровня мощности и особенно полезен в случае применения компрессионных головок. Устройство (рис. X.40) питается подводимым к громкоговорителю сигналом ЗЧ, и если входной сигнал любой полярности превысит заданный уровень, то напряжение на выходе делителя *R3R4* превысит напряжение на стабилитроне *VD6*, и тогда на выходе ОУ *DA1* появится положительное (по отношению к общему проводу, по схеме — нижнему) напряжение, и светодиод *HL9* засветится.

Для обнаружения импульсных перегрузок устройство дополнено цепью *C1VD7*, превращающей его в моменты перегрузки в ждущий мультивибратор. Минимальное время свечения диода *HL9* пропорционально емкости конденсатора *C1* и при указанном на схеме номинале

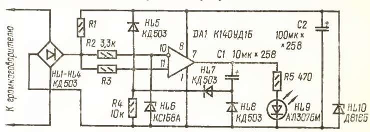


Рис. X.40. Схема индикатора перегрузки громкоговорителя.

примерно равно 0,2 с. Диод *VD8* служит для быстрого восстановления устройства после прекращения перегрузки, а диод *VD5* защищает неинвертирующий вход ОУ *DA1*. Сопротивления резисторов *R1* и *R3* зависят от выбранного порога срабатывания индикатора и от номинального сопротивления входа громкоговорителя. Для номинального сопротивления громкоговорителя 4 Ом при выходной мощности 12,5 Вт сопротивления резисторов *R1* и *R3* соответственно равны 0,2 и 4,7 кОм при мощности 25 Вт — 0,43 и 10 кОм, при мощности 50 Вт — 0,91 и 20 кОм. Для номинального сопротивления громкоговорителя 8 Ом при тех же мощностях сопротивления резисторов *R1* и *R3* соответственно равны 0,43 и 10, 0,68 и 20, 0,91 и 30 кОм. Стабилитрон *VD10* ограничивает напряжение питания ОУ *DA1*: если напряжение питания УМЗЧ не превышает ± 28 В, стабилитрон можно исключить. Индикатор потребляет от УМЗЧ мощность менее 100 мВт и не влияет на его работу.

Замена элементов: вместо стабилитрона КС168А можно использовать другой с напряжением стабилизации 4,7...9 В, подобрав заново резисторы *R1*, *R3*; ОУ К140УД1Б можно заменить на К140УД2А, К153УД1, К553УД2 и т. п.

4.13. Улучшение звучания стереокомплекса [7]

Улучшить звучание, т. е. расширить стереобазу, можно компенсацией проникания сигналов из одного канала в другой через включенный между каналами подстроечный резистор [40]. В дополнение к такой доработке усилительного тракта в АС стереокомплекса вводятся еще два громкоговорителя: $BA_{л.доп}$ и $BA_{п.доп}$ (рис. X.41). Вместе с основными громкоговорителями дополнительные располагаются

вдоль стены на расстоянии 0,7...1 м один от другого, основные подключаются, как обычно,— к выходам соответствующих каналов УМЗЧ, а дополнительные — между ними противофазно либо последовательно, как на рис. X.41,*а*, либо параллельно, как на рис. X.41,*б*. Желательно, чтобы суммарное сопротивление цепи дополнительных громкоговорителей было равно номинальному сопротивлению каждого из основных. Уровень сигнала в дополнительных громкоговорителях

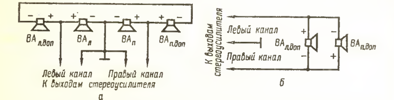


Рис. X.41. Схемы включения дополнительных головок противофазно последовательно (*а*) и параллельно (*б*) основным для улучшения качества звучания стереокомплекса.

регулируется резистором компенсатора переходных помех (при уменьшении его сопротивления громкость разностного сигнала увеличивается). В качестве дополнительных можно использовать СЧ малогабаритные головки, например 4ГД-8Е.

4.14. Расширение зоны стереоэффекта [23]

Зону стереоэффекта можно расширить подключением к основной АС дополнительных СЧ громкоговорителей по схеме, показанной на рис. X.42: левый дополнительный громкоговоритель *BA4* подключается к выходу УМЗЧ правого канала противофазно основному *BA2* через ослабляющую сигналы НЧ цепь *R2C2*, правый дополнительный громкоговоритель *BA1* аналогично подключается к левому каналу. Благодаря вычитанию звуковых волн основных и дополнительных громкоговорителей при воспроизведении стереопрограмм образуется звуковое голографическое (интерференционное) поле и звучание приобретает прозрачность, становится как бы объемным. Для получения наибольшего выигрыша в звучании дополнительные громкоговорители необходимо разнести на расстояние, большее расстояния между основными громкоговорителями на 20...50 см, и регуляторами сопротивлений резисторов *R1* и *R2* установить громкость так, чтобы на СЧ достигалось лучшее подавление сигнала правого канала в левом ухе и наоборот.

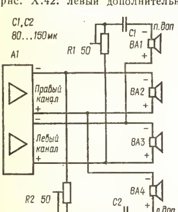


Рис. X.42. Схема подключения дополнительных СЧ громкоговорителей для расширения зоны стереоэффекта.

4.15. Улучшение звучания стереотелефонов ТДС-1 [36]

АЧХ стереотелефонов ТДС-1 имеет значительный спад на самых НЧ. Поэтому улучшить их звучание не всегда удается соответствующим подъемом усиления с помощью регулятора тембра. Такое улучшение может быть достигнуто введением ПАС, располагаемых между перфорированными крышками телефонов и прилегающими к ним поверхностями амбушюров.

Материалом для ПАС может служить плотный картон толщиной 0,8...0,9 мм, выпускаемый для детского творчества. Использовать более твердые материалы — гетинакс, текстолит и т. п.— не рекомендуется, во избежание дребезжания при больших уровнях громкости. Диаметр ПАС берется равным наружному диаметру перфорированной крышки телефона, отверстия в ней (их должно быть 3—4, диаметр 2...3 мм) пробиваются на расстоянии 20 мм от центра равномерно по окружности с помощью острозаточенной стальной трубки. При установке ПАС на место необходимо обеспечить плотный прижим их к крышкам телефонов. Испытания нескольких доработанных телефонов ТДС-1 показали, что субъективное воспроизведение составляющих НЧ и СЧ заметно улучшилось (для СЧ составляющих это обусловлено уменьшением в этом диапазоне звукового давления, что делает звучание более мягким). Снижение уровня ВЧ компонент, вызванное экранирующим действием ПАС, можно компенсировать подъемом усиления регулятором тембра ВЧ усилителя, а общее снижение уровня звукового давления — регулятором громкости.

4.16. Переделка громкоговорителя 35АС-012 (S-90) [33]

Способ, предложенный для улучшения параметров 35АС-012, может быть использован для любых многополосных громкоговорителей: избыточная добротность на частоте основного резонанса свойственна всем СЧ головкам при работе с пассивными разделительными фильтрами. Хорошие результаты дает установка ПАС непосредственно в окнах диффузородержателя головки 15ГД-11. Для выполнения этой операции головка извлекается из корпуса, помечается полярность ее включения, затем из плотного картона толщиной примерно 2 мм острым ножом вырезается восемь одинаковых ПАС (рис. Х.43). Общая площадь отверстий в них для головки 15ГД-11 должна составлять 22...28 см² (в предлагаемом варианте она равна 25 см²). Одна сторона каждого элемента смазывается клеем «Момент-1» и через 5 мин (не раньше!) прижимается к хлопчатобумажной ткани, натянутой с помощью пяльцев для вышивания. Через 30 мин ткань обрезается по контуру элементов, которые слегка изгибаются тканью внутрь по радиусу диффузородержателя головки. Далее кромки отверстий в диффузородержателе аккуратно очищаются от заусенцев, торцы каждого из элементов смазываются тем же клеем, и через 5 мин элементы вставляются в окна диффузородержателя. Через 30 мин швы с наружной стороны дополнительно смазываются клеем, после окончательного высыхания

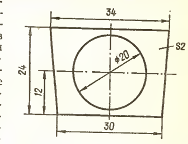


Рис. Х.43. Элемент ПАС для переделки громкоговорителя 35АС-012.

которого (24 ч) головка вставляется в громкоговоритель с соблюдением прежней полярности ее включения.

Субъективно улучшение звучания переделанных головок проявляется в устранении неприятных призвуков при прослушивании симфонической музыки. Конструкция ПАС проста и не требует подстройки ФИ, необходимой в случае применения заглушающего бокса в качестве обечайки ПАС, как это делалось ранее [38].

4.17. Улучшение звучания громкоговорителя 25АС-309 [44]

Громкоговорителем 25АС-309 комплектуются выпускаемые промышленностью звуковоспроизводящие аппараты: магниторадиолы «Вега-118-стерео», магнитоэлектрофоны «Вега-119-стерео», магнитофоны «Комета-120-стерео», электрофоны «Арктур-004-стерео» и др. Примененные в них головки позволяют простым способом улучшить качество их звучания настолько, что его можно сопоставить со звучанием громкоговорителей 35АС-012, 35АС-016 и т. п. Необходимость доработки вызвана излишней отдачей НЧ головки 25ГД-26Б на СЧ, которую не в состоянии ослабить разделительный фильтр первого порядка (рис. X.44,*а*), большой добротностью подвижной системы СЧ головки 15ГД-11А на частоте основного резонанса и недостаточной герметизацией ее пластмассового бокса. Для улучшения звучания принципиальная схема разделительного фильтра изменена (рис. X.44,*б*, где нумерация вновь введенных элементов продолжает начатую на рис. X.44,*а*). В качестве магнитопровода катушки *L3* использован собранный встык Ш-образный сердечник (его сечение — в пределах 3...4 см²), что сделано с целью уменьшения длины провода и его активного сопротивления. Обмотка наматывается проводом ПЭЛ 1,0 до заполнения каркаса, требуемая индуктивность 2,8 мГн получается подбором толщины немагнитной прокладки. Заводская катушка *L1* (2,5 мГн) и конденсатор *C2* емкостью 10 мкФ используются в режекторном контуре *L1C5R4*, ослабляющем подводимый к НЧ головке сигнал на СЧ: частота настройки контура 1400 Гц. Для уменьшения его добротности и получения оптимальной крутизны спада АЧХ НЧ головки на частоте разделения в цепь режекторного контура включен резистор *R4*. Емкость конденсатора *C2* в СЧ звене громкоговорителя увеличена до 15 мкФ, изменена полярность включения головки *BA2*, сопротивление резистора *R3* в ВЧ звене увеличено до 8,2 Ом. Все новые детали размещаются на заводской плате разделительного фильтра.

Кроме изменений в электрической схеме нужно изготовить ПАС для СЧ головки, при этом можно воспользоваться рекомендациями, изложенными в гл. X, п. 4.16. Материалом для ПАС, устанавливаемых в окнах диффузородержателя, может быть технический войлок, применяемый для изготовления рабочих рукавиц. Его акустическое сопротивление регулируется с помощью перфорации войлока шилом. Герметичность пластмассового бокса улучшается введением со стороны торцов поролоновых и резиновых прокладок и замазыванием пластилином мест выводов звуковой катушки. Имеющуюся в корпусе и боксе вату необходимо сохранить.

Основные характеристики доработанного громкоговорителя приведены на рис. X.44,*в*: штриховой линией — АЧХ НЧ и ВЧ головок, штрихпунктирной — СЧ головки, сплошной (*1*) — результирующая. Спад АЧХ НЧ головки переделанного варианта АС начинается уже с 700, а не с 1000 Гц, что желаемым образом и значительно снизило уровень ее излучения на СЧ (1500...4000 Гц). На 2...3 дБ уменьшился уровень излучения ВЧ и повысился — СЧ головкой, нет всплеска АЧХ

на резонансной частоте СЧ головки. Общая неравномерность АЧХ АС уменьшилась до 10 дБ (в области СЧ — не более 6 дБ). По отношению к номинальному уровню на частоте 1000 Гц сигнал частотой 50 Гц воспроизводится с уровнем —5, а частотой 40 Гц —8 дБ. На рис. X.44,*в* приведена также *z*-метровая характеристика модуля полного входного сопротивления АС (кривая *2*).

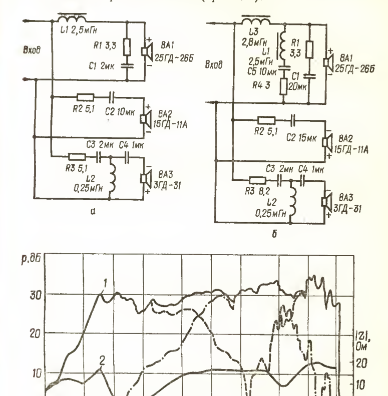


Рис. X.44. Схемы разделительных фильтров для головки 25АС-309 до (*а*) и после (*б*) модернизации, а также АЧХ и *z*-метровая характеристика переделанной АС (*в*).

При проверке предложенного способа измерялись коэффициенты гармоник СЧ головки с ПАС и без нее. На частоте 250 Гц его значения с ПАС и без ПАС составили соответственно 0,6 и 1,5 %, 400 Гц — 1,1 и 2 %, 630 Гц — 1,1 и 1,5 %, 1000 Гц — 1,0 и 1,1 %, 2000 Гц — 1,2 и 1,5 %, 4000 Гц — 0,5 и 0,6 %. Результаты показывают, что ПАС позволяет значительно снизить коэффициент гармоник в том частотном диапазоне, в котором человеческое ухо обладает наибольшей чувствительностью.

4.18. Улучшение звучания громкоговорителя 6МАС-4 [18]

Громкоговоритель 6МАС-4 выпускается со стереофоническим усилителем «ВЭФ-101-стерео» в виде закрытого ящика, в котором размещены две головки: НЧ — СЧ 10ГД-34, подключаемая к УМЗЧ непосредственно, и ВЧ головка 3ГД-31, подключенная к НЧ головке параллельно и противофазно через конденсатор емкостью 2 мкФ и резистор сопротивлением 8,2 Ом. Модернизировать такой громкоговоритель

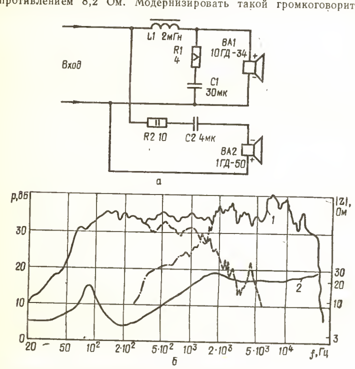


Рис. X.45. Схема модернизации громкоговорителя 6МАС-4 (*а*) и его АЧХ и *z*-метровая характеристика (*б*).

можно понижением частоты разделения полос и выравниванием АЧХ, имеющей недостатки, аналогичные вышеизложенным (гл. X, п. 4.17) для 25АС-309 и др. Этого можно добиться, включив головку 10ГД-34 через ФНЧ первого порядка *L1C1R1* (рис. X.45,*а*) и заменив головку 3ГД-31 более широкополосной 1ГД-50. Учитывая особенность АЧХ головки 10ГД-34, имеющей на частотах 500...1200 Гц значительный подъем, и ее работу в широкополосном режиме (до 500 Гц), приводящем к интермодуляционным и частотным искажениям, рекомендуется индуктивность катушки *L1* выбрать такой, чтобы на частотах выше 500 Гц обеспечивался плавный спад создаваемого головкой звукового давления. Согласно расчетам при подаче на головку 10ГД-34 вещательного сигнала мощностью 25 Вт (равной ее паспортной мощности) к головке 1ГД-50 подводится только 0,94 Вт (меньше, чем ее паспорт-

ная мощность, равная 1,3 Вт), т. е. при выбранной частоте разделения СЧ — ВЧ головка может работать совместно с головкой 10ГД-34 от усилителя мощностью до 25 Вт.

Поскольку головка 1ГД-50 более широкополосная, с тыльной стороны ее следует прикрыть заглушающим боксом из жести консервной банки (см. гл. X, п. 3.4.) Для устранения призвуков окна диффузородержателя головки заклеиваются синтетическим войлоком, что обеспечивает апериодический режим колебаний ее подвижной системы на частоте основного резонанса (добротность $Q_{01} = 0,5$). Внутренний объем бокса и корпуса громкоговорителя следует заполнить ватой.

Фильтр желательно изготовить наиболее компактным. Катушка *L1* наматывается проводом ПЭЛ 1,2 на Ш-образный магнитопровод сечением 3,5...4,5 см², он собирается встык, и подбором прокладки получается требуемая индуктивность. Конденсаторы — неполярные типа К76П-1, К73-16. Все детали фильтра размещаются на листе фанеры, который закрепляется на задней стенке корпуса.

На рис. X.45,*б* приведены результирующая АЧХ доработанного громкоговорителя (кривая *1*, сплошная линия), АЧХ головок 10ГД-34 и 1ГД-50, включенных через разделительный фильтр (соответственно штриховая и штрихпунктирная линии), и характеристика модуля входного электрического сопротивления (кривая *2*). По характеристикам можно проследить формирование результирующей АЧХ двухполосного громкоговорителя и определить частоту разделения в точке пересечения АЧХ головок. Неравномерность АЧХ составляет 10 дБ при сохранении прежнего рабочего диапазона частот. Подъем в области 7000...10 000 Гц придает звучанию некоторую звонкость, хотя и подчеркивает шумы магнитной фонограммы. Проведенное прослушивание методом поочередного включения заводского и улучшенного громкоговорителей показало уверенную предпочтительность звучания последнего на всех фрагментах программы.

5. Головки звукоснимателей для воспроизведения грамзаписи (ГЗ)

Согласно ГОСТ 18631—83, действующего с 01.01.84 г. по 01.01.89 г., головки звукоснимателей по электрическим параметрам разделяются на четыре группы сложности: 0 (высшая), первая, вторая и третья, по типу преобразователя на три: магнитные, пьезоэлектрические и прочие, по способу воспроизведения на две: одноканальные (монофонические) и двухканальные (стереофонические).

Основные параметры: диапазон воспроизводимых частот при заданной неравномерности АЧХ, чувствительность (выходное напряжение на нагрузке 1 МОм при воспроизведении сигнала частотой 1 кГц и амплитуде колебательной скорости конца иглы 1 см/с), разделение стереоканалов, прижимная сила, с которой игла ГЗ воздействует на грампластинку.

Диапазон воспроизводимых частот для ГЗ высшей группы сложности составляет 20 Гц...20 кГц при неравномерности АЧХ (с 01.07.86 г.) ± 1,5 дБ в центральной части (63...8000 Гц) и ± 3 дБ на краях (20...40 Гц, 16...20 кГц), для ГЗ первой и второй групп 31,5 Гц... ...16 кГц и 40 Гц...12,5 кГц при неравномерности АЧХ ± 1,5 и ± 2 дБ в центральной части, ± 3 и ± 4 дБ на краях соответственно. Ход АЧХ ГЗ высшей группы сложности в диапазонах 40...63 Гц и 8... ...16 кГц плавный.

Чувствительность ГЗ с магнитным преобразователем (высшая и первая группы сложности) составляет 0,7...2 мВ · с/см, с пьезоэлек-

трическим и другими (вторая и третья группы сложности) — 70... ...200 мВ · с/см.

Разделение стереоканалов для ГЗ высшей группы сложности составляет на частотах 315, 1000, 5000 и 10 000 Гц 20, 25, 20 и 15 дБ соответственно, для ГЗ первой и второй групп сложности на тех же частотах — 20 и 10, 20 и 15, 15 и 10, 10 и 6 дБ соответственно; для ГЗ третьей группы сложности этот параметр не нормируется.

Прижимная сила иглы для ГЗ магнитного типа составляет 15 и 20 мН у головок высшей и первой групп сложности соответственно и 70 — у головок второй и третьей групп сложности.

Согласно ГОСТ 24838—81 *входное сопротивление* аппаратуры для подключения магнитного звукоснимателя должно быть не менее 47 ± 4,7 кОм, пьезоэлектрического — не менее 470 кОм, *выходное напряжение* на контактных выводах магнитного звукоснимателя — не менее 0,005 В, пьезоэлектрического — не менее 0,5 В; *минимальное напряжение*, соответствующее номинальному уровню выходного сигнала, *на входе аппаратуры для подключения магнитного звукоснимателя* должно составлять 0,002 В, пьезоэлектрического — 0,2 В. Указанные значения напряжений на выходе ГЗ соответствуют для стереофонического звукоснимателя амплитуде колебательной скорости 7 см/с. Напряжение, при котором возникает перегрузка входа УЗЧ, должно превышать минимальное входное напряжение не менее чем в 10 раз. Возникновение перегрузки при работе от магнитного звукоснимателя вероятно в диапазоне частот 700...3000 Гц, от пьезоэлектрического — на частотах ниже 700 Гц.

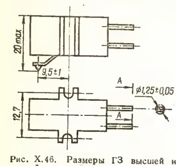


Рис. X.46. Размеры ГЗ высшей и первой групп сложности в рабочем положении при номинальной прижимной силе.

В ГЗ высшей и первой групп сложности применяются только алмазные иглы, второй и третьей — алмазные и корундовые. Размеры для ГЗ высшей и первой групп сложности в рабочем положении при номинальной прижимной силе показаны на рис. X.46.

Наименование ГЗ состоит из букв и цифр, означающих: буквы — сокращенное название головки (например, ГЗ) и тип преобразователя (М — магнитный, П — пьезоэлектрический); первая цифра — группу сложности ГЗ, вторая и третья — порядковый номер разработки модели данного типа преобразователя и данной группы сложности.

Пример наименования головки звукоснимателя магнитного типа высшей группы сложности 8-й модели: ГЗМ-008 ГОСТ 18631—83. Пример наименования головки пьезоэлектрического типа второй группы сложности 4-й модели: ГЗП-204 ГОСТ 18631—83.

Маркировка контактных выводов при числе выводов три: *1*, *L*, белый провод — левый канал; *2*, *G*, черный провод — общий; *3*, *R*, красный провод — правый канал. Маркировка при числе выводов четыре: *1*, *L*, белый провод — левый канал, прямой провод; *2*, *LG*, синий провод — левый канал, обратный провод; *3*, *R*, красный провод — правый канал, прямой провод; *4*, *RG*, зеленый провод — правый канал, обратный провод.

Единого каталога ГЗ, выпускаемых предприятиями разных министерств, нет, поэтому ниже приведены примеры ГЗ, широко распространенных в современной звуковоспроизводящей аппаратуре. Сведе-

ния о современном состоянии техники разработок ГЗ изложены в [21]. Для любителей грамзаписи, желающих проверить характеристику воспроизведения своего промышленного или самодельного проигрывателя, фирма «Мелодия» выпускает две измерительные пластинки: ИЗМ 33С-0201/0202 и ИЗМ 33Д-0101/0102. Методика измерений изложена в [6].

5.1. Головка звукоснимателя ГЗМ-008 «Корвет» [24]

ГЗМ-008 «Корвет» состоит из электромагнитного преобразователя, помещенного для уменьшения влияния внешних магнитных полей в пермаллоевый экран, и съемной вставки с подвижной системой. В головке применена легкая алмазная игла, рабочая поверхность которой имеет сферическую форму, а ее ось ориентирована относительно кристаллической решетки алмаза наивыгоднейшим образом. Ресурс работы иглы составляет 1000 ч, что вдвое больше, чем у неориентированных игл. Дополнительные параметры, кроме перечисленных выше для ГЗ высшей категории: суммарный коэффициент гармонических искажений на частоте 1000 Гц не более 2 %, разбаланс по чувствительности между каналами на частоте 1000 Гц не более 2дБ, разбаланс по АЧХ в диапазоне частот 31,5...5000 Гц не более 2 дБ,

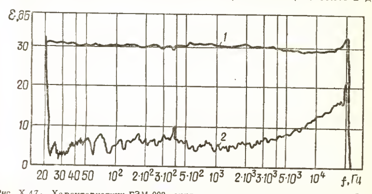


Рис. X.47. Характеристики ГЗМ-008, снятые на выходе усилителя с плоской линейной АЧХ:

1 — АЧХ чувствительности; *2* — зависимость переходного затухания между каналами от частоты.

горизонтальная гибкость подвижной системы $20 \cdot 10^{-3}$ м/Н, вертикальный угол воспроизведения 15...20°, радиус закругления иглы 15 мкм, номинальное сопротивление нагрузки 47 кОм, расстояние между центрами крепления 12,7 мм, габаритные размеры 18,5 × × 15,5 × 33 мм, масса не более 5,3 г.

При конструировании головки особое внимание уделено уменьшению действующей массы и увеличению гибкости ее подвижной системы: для иглодержателя использован самый легкий металл — бериллий, конический корпус иглодержателя и применение легкой иглы позволили достичь значения действующей массы подвижной системы менее 1 мг. Малая масса дает возможность получить хорошую линейность АЧХ и незначительные искажения во всем диапазоне частот. Большая гибкость колебательной системы достигнута благодаря при-

менению новых видов эластичиых материалов. Эти меры обеспечивают высокую надежность следоваиия иглы головки ГЗМ-008 в звуковой канавке в широком диапазоне частот. Максимальная амплитуда колебательной скорости, которую надежно воспроизводит головка при прижимной силе звукосиимателя 10 мН (1 г · с), не менее 20 см/с на частоте 1000 Гц.

Высокоэффективный миниатюрный магнит, изготовленный из сплава самария с кобальтом, позволил получить необходимую чувствительность головки при относительно иебольшом числе витков катушек преобразователя — 4500 (провод 0,03 мм), при этом индуктивность электромагнитного преобразователя головки составляет примерно 0,5 Гн. Параметры головки ГЗМ-008 «Корвет» и ее установочные размеры соответствуют требованиям ГОСТ 18631—83 для ЭПУ высшего класса, рекомендациям МЭК и стандарту ФРГ *DIN* 45539. На рис. X.47 приведены характеристики, в гл. X, п. 5.2 описан принцип действия современных высококачественных магнитных головок.

5.2. Головка звукоснимателя ГЗМ-005 [34]

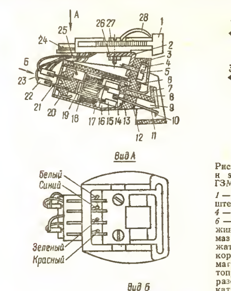
По принципу преобразования механических колебаний иглы в электрические сигналы ГЗМ-005 представляет собой преобразователь скорости, в котором развиваемая ЭДС пропорциональна колебательной скорости иглы, как и у головки типа ГЗМ-008. По всем значениям параметров она соответствует высшей категории ГЗ согласно ГОСТ 18631—83. Конструкция головки изображена на рис. X.48,*а*. Она состоит из корпуса *3*, соединенного с держателем *1* с помощью кронштейна *2*, винта *4* и винтов *27* с гайками *26*. В корпус вмонтирован преобразователь механических колебаний, состоящий из вставки *9* и блока преобразователя *16*, заключенного в экран *17* из пермаллоя. Вставка состоит из корпуса *13* с приклеенным к нему шильдиком *8* и подвижной системы, содержащей трубчатый конический иглодержатель *11*, с одного конца которого с помощью эпоксидного клея закреплена алмазная игла *10* типа А18/0,8. В отверстие с другого конца в ней установлен микромагнит *14*, изготовленный в виде квадратного бруска размерами 0,5 × × 0,5 × 2 мм из магнитотвердого сплава. Иглодержатель закреплен в эластичной втулке *12* из бутилкаучука, а втулка (с помощью клея) — в отверстии корпуса.

Блок преобразователя состоит из каркаса, на одном конце которого приклеены четыре плоских магнитопровода *15* из пермаллоя, полюсы которых, проходя сквозь щели каркаса, устанавливаются напротив микромагнита *14*. С другого конца блока устанавливается Н-образный сердечник *19* с загнутыми в одну сторону четырьмя магнитопроводами, поверх которых насажены четыре катушки *18*, а также колодка *20* с четырьмя штыревыми контактами *21*. Выводы катушек подпаяны к соответствующим штырькам колодки *20* (рис. X.48,*б*), число витков составляет 2400 ± 10, провод марки ПЭВТЛ-1 0,032.

Полюсы магнитопровода *15* (рис. X.48,*а*) расположены по отношению друг к другу под углом 90° (на рисунке вся группа полюсов условно повернута на угол 45° относительно продольной оси иглы *10*). Колодка *20* крепится к Н-образному сердечнику *19* с помощью латунной пластинки *25*, проходящей под торцевой плоскостью сердечника катушки *18* в прорезях колодки и загнутой в полости колодки. Экран *17* и магнитопроводы соединены электрически между собой и с четвертым штыревым контактом (общий провод правого канала). Блок преобразователя, собранный как единый узел, устанавливается в экране *17* и приклеивается. Экран устанавливается в держатель *1* и дополни-

тельно крепится клеем. Для точной установки микромагнита *14* между полюсами магнитопроводов *15* во вставке служат направляющие штыри, входящие в соответствующие отверстия в каркасе. Для исключения люфта вставки предусмотрена пружина *7*.

Держатель головки *1* содержит контактные ножи *24*, которые соединяются со штыревыми контактами *21* проводами *23* и контактными наконечниками *22*, насаженными на штыри. Пружинящий упор *28* служит для фиксации головки в тонарме. Расстояние 12,7 мм между



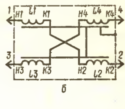


Рис. X.48. Конструкция (*а*) и электрическая схема (*б*) ГЗМ-005:

1 — держатель; *2* — кронштейн; *3* — корпус головки; *4* — винт; *5*, *8* — шильдики; *6* — уплотнитель; *7* — пружина; *9* — вставка; *10* — алмазная игла; *11* — иглодержатель; *12* — втулка; *13* — корпус вставки; *14* — микромагнит; *15* — полюсы магнитопровода; *16* — блок преобразователя; *17* — экран; *18* — катушка; *19* — Н-образный сердечник; *20*—колодка; *21*—штыревые контакты колодки; *22*—контактные наконечники; *23* — провода; *24* — контактные ножи; *25* — латунная пластинка; *26* — гайки; *27* — винты; *28* — пружинящий упор.

винтами крепления головки к кронштейну соответствует рекомендациям МЭК и СЭВ. Устранение угла перекоса головки для обеспечения вертикальной оси симметрии блока преобразователя с осью симметрии стенок канавки грампластинки обеспечивается поворотом корпуса *3* относительно держателя *1* до такого положения, при котором разделение сигнала между стереоканалами и значение чувствительности в каналах становятся наилучшими, выполняя требования ГОСТ или превышая их. После настройки положение корпуса фиксируется заливкой головки винта *4* нитроэмалью. Головка винта закрыта шильдиком *5*.

Принцип действия стереофонической магнитной головки с подвижным магнитом состоит в том, что при воздействии модулированной канавки грампластинки на иглу *10* (рис. X.48,*а*) механические колебания иглы передаются на микромагнит *14*, который, совершая колебания между полюсами магнитопроводов *15*, индуцирует в них и сердеч-

нике *19* переменный магнитный поток, в свою очередь индуцирующий переменную ЭДС в катушках *18*. На магнитопроводы каждого канала насажено по две катушки, включенные последовательно так (см. рис. X.48,*б*), чтобы индуцированная микромагнитом ЭДС суммировалась, а индуцируемая ЭДС помех и наводок вычиталась. Благодаря этому и хорошему экранированию обеспечивается высокое отношение сигнал/помеха.

На корпусе головки маркируется номер выпуска, головка выпускается в пластмассовом футляре.

5.3. Головка звукоснимателя (ГЗ) ЭДА-001 (электродинамическая астатическая) [9]

ГЗ ЭДА-001 сочетает достоинства современных магнитных головок с подвижными магнитами (большая ЭДС) и с подвижными катушками (высокая точность воспроизведения механических фонограмм), она не имеет аналогов в мире. Испытания, проведенные Государственным испытательным центром во ВНИИ радиовещательного приема и акустики им. А. С. Попова, дают следующие основные технические характеристики головки: номинальный диапазон частот 20 Гц...20 кГц при неравномерности АЧХ меньшей, чем по ГОСТ 18631—83, с добавлениями от 01.07.86 г. (рис. X.49,*б*), разбаланс по АЧХ в диапазоне частот 315...6300 Гц не более 1 дБ; чувствительность 0,7...1,5 мВ · с/см, разбаланс по чувствительности 0,3 дБ; прижимная сила 12 мН; взаимное раз-

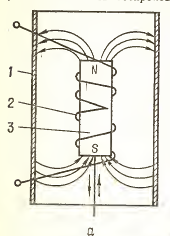
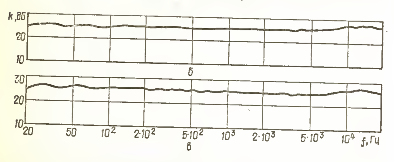


Рис. X.49. ГЗ ЭДА-001:

а — схема магнитных потоков; *б*, *в* — АЧХ чувствительности правого и левого каналов опытного образца головки соответственно; *1* — цилиндр; *2* — катушка; *3* — магнит.



деление между стереоканалами на частотах, предусмотренных ГОСТ (см. выше) 32/34, 34/35, 30/30, 22/20 дБ соответственно, т. е. лучше, чем для стандарта высшей категории качества; отношение сигнал/фон 80 дБ; габаритные размеры 26 × 16 × 24 мм; масса 4 г. Наряду с высокими показателями по параметрам ГЗ ЭДА-001 отличается астатичностью (невосприимчивостью к внешним магнитным

полям), возможностью регулировки (в процессе производства) разбаланса чувствительности АЧХ (в пределах от —2 до +8 дБ в диапазоне частот 12...20 кГц) и гибкости подвижной системы. АЧХ головки остается практически постоянной при изменении емкости нагрузки (входа УЗЧ) от 150 до 2000 пФ.

По конструктивному признаку ГЗ ЭДА-001 относится к магнитным головкам с подвижным магнитом: механические колебания иглы преобразуются в колебания электрического тока с помощью помещенной в тонкостенный пермаллоевый цилиндр *1* неподвижной двухсекционной катушки *2* и связанного с иглодержателем магнита *3*, который колеблется в ней в осевом направлении (рис. X.49,*а*). Создаваемые им магнитные потоки в верхней и нижней (по рисунку) секциях катушки направлены противоположно, но поскольку секции намотаны в разных направлениях (т. е. включены противофазно), возникающие в них ЭДС складываются. Благодаря одинаковому числу витков секций и близкому их расположению, ЭДС, наводимые в них внешними полями, взаимно компенсируются.

Существенное отличие данной головки от других — отсутствие магнитопровода внутри катушек, что исключает искажения сигнала, обусловленные потерями на его перемагничивание, вихревыми токами и т. п. Высокая чувствительность достигнута применением магнитов с остаточной индукцией не менее 0,75 Тл, двух преобразователей в каждом канале, а также катушек, содержащих большое число витков. Повышению чувствительности способствует и пермаллоевый цилиндр, спрямляющий магнитные силовые линии так, чтобы возможно большее число их наиболее эффективно пересекало витки катушек. С этой же целью длина магнита значительно меньше длины двухсекционной катушки.

Кинематическая схема, разрез одного из вариантов головки и описание конструкции головки приведены в [9]. Наименование головки заводское, после серийного освоения ей будет присвоено новое в соответствии с ГОСТ.

5.4. Головка звукоснимателя фирмы Ортофон VMS20EO MKII

ГЗ имеет иглу эллиптической формы, применяется в ЭПУ «Эпос-001-стерео», имеет следующие основные параметры: номинальный диапазон воспроизводимых частот 20 Гц...20 кГц при неравномерности не хуже типовой для головок высшей категории качества (см. гл. X, п. 5); номинальное выходное напряжение 4 мВ на частоте 1000 Гц при колебательной скорости 3,5 см/с; разделение между каналами на частоте 1000 Гц не хуже 25 дБ; коэффициент гармоник 1 %; относительный уровень фона не хуже —74 дБ; номинальная прижимная сила 10 мН; горизонтальная гибкость 30 мкм/мН; масса 5 г.

5.5. Головки звукоснимателя ГЗМ-105М, ГЗМ-108 «Корвет», ГЗМ-205

Эти ГЗ, обладая по всем основным параметрам типовыми значениями, предусмотренными для первой и второй групп сложности ГОСТ (см. выше), имеют массу 7,5, 7,5 и 5,3 г соответственно и электрическую схему, показанную на рис. X.48,*б*.

5.6. Указатель положения иглы звукоснимателя на грампластинке [25]

При выборочном воспроизведении грамзаписи не всегда удается установить иглу в зону соединительной канавки, часто игла попадает в модулированную канавку, повреждает ее, создавая при последующих воспроизведениях отчетливый щелчок или скрип.

Облегчить установку иглы в зону немой канавки помогает указатель *1* (см. рис. X.50), согнутый из Г-образной металлической заготовки и закрепленный на держателе *5* головки звукоснимателя *4* так, чтобы его отогнутая часть находилась в плоскости, касательной к поверхности воображаемого цилиндра, образующая которого проходит через острие иглы. Указатель вырезается из ровной алюминиевой фольги толщиной 0,05...0,1 мм и приклеивается к держателю головки клеем БФ-2 или «Момент». Высота указателя подбирается по месту: при опущенном на грампластинку звукоснимателе расстояние между ней и нижним торцом указателя должно быть около 1 мм.

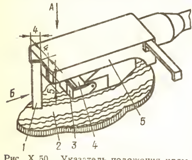


Рис. X.50. Указатель положения иглы звукоснимателя на грампластинке:
1 — указатель; *2* — соединительная канавка; *3* — защитный козырек; *4* — головка звукоснимателя; *5* — держатель.

При выборочном воспроизведении звукоснимать с таким указателем подводится к нужному месту фонограммы и устанавливается так, чтобы проекция указателя (смотреть в направлении стрелки *А*) совместилась с серединой зоны соединительной канавки *2*. После этого включается микролифт.

Функции указателя положения иглы (с меньшим успехом) может выполнить и тонкая хорошо заметная риска, нанесенная на поворотный защитный козырек *3*, которым снабжены головки ГЗМ-003, ГЗМ-103, ГЗМ-008 «Корвет» и некоторые другие. Направление взгляда при установке звукоснимателя с таким указателем на выбранное место грампластинки показано на рис. X.50 стрелкой *Б*.

5.7. Влажное проигрывание грампластинок [13]

При правильном выборе увлажняющей жидкости и режима смачивания влажное проигрывание продлевает не менее чем в полтора раза срок службы иглы и уменьшает искажения. В качестве смачивающей жидкости рекомендуется смесь одной части этилового спирта (ни в коем случае не денатурата) и трех частей чистой воды двойной дистилляции. Для подачи смачивающей жидкости к канавкам пластинки применяется миниатюрная щеточка с игольчатым дозатором, укрепленная на трубчатом держателе, сходном по конструкции с тонармом. Количество подаваемой жидкости должно быть минимальным, но достаточным для того, чтобы щеточка оставляла на пластинке едва заметный влажный след. После проигрывания одной стороны пластинки щеточку очищают сложенной в несколько раз промокательной бумагой (бумажным носовым платком или салфеткой). Таким же способом осушают и последние, еще не просохшие канавки проигранной стороны пластинки. Недопустимо вкладывать в пакет еще влажную пластинку. Наибольший эффект достигается при проигрывании новых чистых плас-

тинок. Уменьшение гармонических искажений при влажном проигрывании по сравнению с обычным на частоте 1000 Гц составляет для второй гармоники 3 дБ, для третьей — 13...16 дБ.

6. Микрофоны

Микрофоны, показатели которых приведены в настоящем разделе, делятся на два вида: для профессиональных целей и для бытовой аппаратуры. В свою очередь, эти микрофоны подразделяются по способу преобразования звуковой энергии в электрическую на два типа — *конденсаторные* и *динамические*, а каждый тип — на два подтипа.

Конденсаторные микрофоны с внешним источником постоянного напряжения, приложенного между мембраной и неподвижным электродом (напряжение поляризации), относят к подтипу конденсаторных (МК). Конденсаторные электретные микрофоны, у которых один из электродов является электретом, создающим электростатическое поле между мембраной и неподвижным электродом, эквивалентное напряжению поляризации, относят к подтипу конденсаторных электретных (МКЭ).

Рис. X.51. Схема соединения микрофонов с усилительными устройствами: *1, 2, 3* — номера контактов разъема.

Капсюль — основная часть микрофона — представляет собой плоский конденсатор, одна из обкладок которого служит мембраной, колеблющейся под действием звуковых волн, а вторая является неподвижным электродом. Капсюль включается на вход предварительного усилителя, служащего для согласования высокоомного сопротивления капсюля с низкоомным сопротивлением УЗЧ последующих устройств, последовательно с высокоомным нагрузочным сопротивлением и источником напряжения поляризации (подтип МК) или последовательно только с высокоомным нагрузочным сопротивлением (подтип МКЭ).

Принцип действия *конденсаторного* электростатического микрофона состоит в изменении емкости капсюля при колебании мембраны под действием изменяющегося звукового давления, в результате чего

Таблица X.3. **Нормы на согласование параметров микрофонов и усилительной аппаратуры**

Нормируемый параметр	Значение параметра				
Номинальное выходное сопротивление, Ом	50	100	200	600	2000
Сопротивление входа аппаратуры для подключения микрофона, Ом, не менее	150	300	600	1800	6000
Номинальное выходное напряжение при воздействии звукового давления 0,2 Па, мВ					
микрофонов МКЭ, МД, МЛ	0,1	0,13	0,2	0,35	0,6
конденсаторного МК	0,5	—	1	1,7	—
Минимальное напряжение на входе аппаратуры, соответствующее номинальному выходному напряжению, мВ					
микрофонов МКЭ, МД, МЛ, не более	0,4	0,05	0,08	0,16	0,2
конденсаторного МК, не более	0,2	—	0,4	0,64	—
Напряжение перегрузки входа для подключения микрофонов МКЭ, МД, МЛ (при воздействии звукового давления 10 Па), мВ, не менее	10	13	20	35	60

возникает ток заряда и разряда конденсатора и в цепи протекает переменный ток, создающий переменное напряжение на сопротивлении нагрузки, пропорциональное уровню переменного звукового давления.

В зависимости от конструкции конденсаторные микрофоны могут иметь различные характеристики направленности: «круг», «кардиоиду», «косинусоиду», а также промежуточные «гиперкардиоиду» или «суперкардиоиду».

Микрофоны электретного подтипа с встроенным в корпус микрофона источником питания по удобству эксплуатации и стоимости не отличаются от динамических и поэтому перспективны в бытовой аппаратуре.

Динамические микрофоны по конструкции звукоприемника разделяют на катушечные (МД) и ленточные (МЛ). В МД в качестве звукоприемника служит диафрагма с центральной жесткой куполообразной частью и гофрированным подвесом. К диафрагме жестко прикреплена катушка, находящаяся в радиальном зазоре между двумя полюсами магнитной цепи. Благодаря надежности конструкции микрофоны

Таблица X.4. Основные параметры профессиональных и бытовых микрофонов

Нормируемый параметр	Значение пвра	
	МКЭ-4М	МКЭ-5
Номинальный диапазон частот, Гц	50...15000	50...16000
Чуаствительность по свободному полю на частоте 1000 Гц, мВ/Па, не менее	18	3
Типовая частотная характеристика (ЧХ) чувствительности и типовая характеристика направленности, рис.	X.52, *а*, *б*	X.53
Неравномерность ЧХ чуаствительности в номинальном диапазоне частот, дБ, не более, для дальнего источника звука (1 м)	9	12
Средний перепад чувствительности «фронт/тыл» в номинальном диапазоне частот, дБ, не менее	20	Ненаправленный
Уровень эквивалентного звукового давления относительно давления $2 \cdot 10^{-5}$ Па, обусловленный воздействием на микрофон переменного магнитного поля напряженностью 0,08 А/м, частотой 50 Гц, дБ, не выше	18	32
Модуль полного электрического сопротивления на частоте 1000 Гц, Ом	200	200
Габаритные размеры, мм	⌀21×157	15×15×29
Масса, г	80	13
Условия эксплуатации		
температура окружающей среды, °С	15...35	15...35
относительная влажность воздуха при температуре не выше 20 °С, %	80	80
Характеристика свойств и оформления	Односторонне направленный, устанавливается на напольной и настольной стойках	Нагрудный ненаправленный

МД нашли широкое применение в различных условиях эксплуатации при изменении в широких пределах условий окружающей среды. В МЛ звукоприемником служит гофрированная ленточка из алюминиевой фольги толщиной 1,5...2 мкм, расположенная в зазоре между полюсными наконечниками магнитной цепи. Под действием переменного звукового давления ленточка колеблется в зазоре и в ней индуцируется ЭДС, которая затем подводится к первичной обмотке повышающего трансформатора. Динамический ленточный микрофон отличается простотой конструкции, обеспечивающей при этом высокие качественные показатели.

Схема соединения микрофонов с усилительным устройством показана на рис. X.51.

Определения характеристик микрофонов гостированы [1].

Чувствительность — отношение напряжения холостого хода на выходе микрофона к воздействующему переменному звуковому давлению, выражаемое в вольтах (милливольтах) на паскаль (В/Па, мВ/Па).

метров для микрофонов типов

МД-78	МД-80 (МД-80А)	МД-81А	МЛ-20	МКЭ-2 (МКЭ-2А)
50...15000	80...10000	50...12000	80...10000	50...15000
2	2	50	0,1	2,5
X.54, *а*, *б*	X.55, *а*, *б*	X.56, *а*, *б*	X.57, *а*, *б*	X.58, *а*, *б*
20±2,5	17±2,5	22±2,5	28±2,5	12±2,5
12	12	13	15	16
15	15	22	—	24
200	200	200	200	200
Ø52×192	Ø41×85	Ø44×734	180×90×50	Ø21×.50
220	170(230)	750	200	140
−20...+50	−20...+50	−10...+50	−20...+50	−40...+40
93	85	85	93	93
Односторонне направленный, «ручной»	Односторонне направленный	Остронаправленный, совмещен с усилителем	Двусторонне направленный, шумостойкий	Односторонне направленный, со встроенным источником питания на 3000 ч работы

Нормируемый параметр	Значение пара	
	МКЭ-3	МКЭ-10
Номинальный диапазон частот, Гц	50...15000	50...16000
Чувствительность по свободному полю на частоте 1000 Гц, мВ/Пв, не менее	4	2
Типовая частотная характеристика (ЧХ) чувствительности и типовая характеристика направленности, рис.	X.59	X.60
Неравномерность ЧХ чувствительности в номинальном диапазоне частот, дБ, не более, для дальнего источника звука (1 м)	5±2,5	8±2,5
Средний перепад чувствительности «фронт/тыл» в номинальном диапазоне частот, дБ, не менее	Ненаправленный	Ненаправленный
Уровень эквивалентного звукового давления относительно давления $2\cdot10^{-5}$ Па, обусловленный воздействием на микрофон переменного магнитного поля напряженностью 0,08 А/м, частотой 50 Гц, дБ, не выше	37	26
Модуль полного электрического сопротивления на частоте 1000 Гц, Ом	3000	200
Габаритные размеры, мм	⌀13×21	⌀21×139
Масса, г	8	120
Условия эксплуатации		
температура окружающей среды, °С	−10...+45	+15...+40
относительная влажность воздуха при температуре не выше 20 °С, %	93	80
Характеристика свойства и оформления	Не направленный	Ненаправленный, со встроенным источником питания на 3000 ч работы

Перепад чувствительности фронт/тыл — отношение чувствительности микрофона в направлении рабочей оси к чувствительности его под углом 180° к ней.

Значения параметров микрофонов для четырех групп сложности (высшей, первой, второй и третьей) установлены ГОСТ 6495—84 [1].

Согласно ГОСТ 24838—81 параметры бытовых микрофонов и входов аппаратуры для их подключения должны соответствовать нормам, указанным в табл. X.3.

Предпочтительное значение выходного сопротивления — 600 Ом. Для микрофонов ближнего действия (ими пользуются комментаторы и эстрадные исполнители) при звуковом давлении 3 Па выходное напряжение должно быть в 10 раз больше указанного в табл. X.3.

...метров для микрофонов типов					
МКЭ-11-СН	МД-64М	МД-52Б	МД-52Б-СН	МД-82	МД-201
50…16000	80…10000	80…10000	80…10000	60…16000	80…10000
2,5	1,3	1,35	1,35	1,3	1,3
X.61, *а*, *б*	X 62, *а*, *б*	X.63, *а*, *б*	X.64, *а*, *б*	X.65, *а*, *б*	X.66
12±2,5	14±2,5	12±2,5	12±2,5	13±2,5	14±2,5
15	12	12	12	12	Ненаправленный
24	30	30	30	15	20
200	200	200	2000	100	200
⌀64×160	⌀33×121	⌀36×114	Системы: 216×190	⌀37×177,5	56×43×35
300	180	160	500	260	100
+15…+40	−20…+50	−20…+50	−20…+50	−20…+50	−20…+50
80	85	85	85	85	85
Стереофонический	Односторонне направленный, со встроенной кнопкой дистанционного управления	Односторонне направленный	Стереофонический, состоит из двух микрофонов МД-52Б, объединенных держателем-стойкой	Односторонне направленный	Ненаправленный

6.1. Микрофоны для профессиональных и бытовых целей

Основные параметры микрофонов *профессионального* назначения сведены в табл. X.4 и представлены графическими зависимостями на рис. X.52—X.57. Микрофоны МКЭ-4М, МКЭ-5 и МД-78 предназначены для записи и передачи музыки и речи в теле- и радиостудиях, театрах, концертных залах и т. п., МД-80 (МД-80А) — для записи, передачи и звукоусиления речи в любых помещениях и открытом пространстве, а также для диспетчерской и служебной связи, МД-81А — для записи, передачи и звукоусиления музыки и речи в условиях повышенного шума, МЛ-20 — для высококачественной передачи и записи речи в условиях повышенного шума (например, со стадионов, спортивных сооружений и т. п.).

Основные параметры микрофонов для *бытовой* радиоэлектронной аппаратуры сведены также в табл. X.4 и представлены графическими зависимостями на рис. X.58—X.66. Микрофон МКЭ-2 (МКЭ-2А) пред-

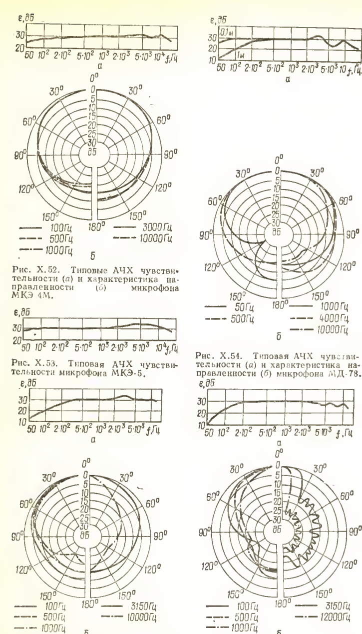


Рис. X.52. Типовые АЧХ чувствительности (*а*) и характеристика направленности (*б*) микрофона МКЭ 4М.

Рис. X.53. Типовая АЧХ чувствительности микрофона МКЭ-5.

Рис. X.55. Типовые АЧХ чувствительности (*а*) и характеристики направленности (*б*) микрофонов МД-80 и МД-80А.

Рис. X.54. Типовая АЧХ чувствительности (*а*) и характеристика направленности (*б*) микрофона МД-78.

Рис. X.56. Типовая АЧХ чувствительности (*а*) и характеристика направленности (*б*) микрофона МД-81А.

назначен для звукозаписи и передачи музыки и речи (в том числе в бытовой аппаратуре магнитной записи). МКЭ-2А является модификацией МКЭ-2 и отличается от последнего асимметричным выходом и типом шнура. Микрофон МКЭ-3 предназначен для встраивания в кассетные магнитофоны и магнитолы, МКЭ-10 — для применения в бытовой радиоаппаратуре для звукозаписи, МКЭ-11СН — (со встроенным источником питания) — для записи музыки и речи с бытовыми стереофоническими магнитофонами в жилых помещениях (пред-

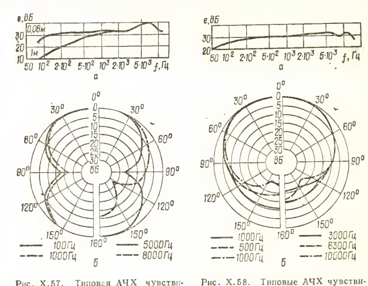


Рис. X.57. Типовая АЧХ чувствительности (*а*) и характеристика направленности (*б*) микрофона МЛ-20.

Рис. X.58. Типовые АЧХ чувствительности (*а*) и характеристики направленности (*б*) микрофонов МКЭ-2 и МКЭ-2А.

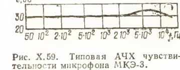
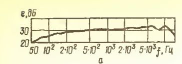


Рис. X.59. Типовая АЧХ чувствительности микрофона МКЭ-3.

Рис. X.60. Типовая АЧХ чувствительности микрофона МКЭ-10.

ставляет собой систему двух односторонне направленных микрофонов), микрофоны МД-64М, МД-52Б, МД-201 — для записи музыки и речи в комплекте с аппаратурой магнитной записи, МД-52Б-СН предназначен для стереофонической записи музыки и речи в комплекте с аппаратурой магнитной записи, МД-82 — для записи музыки и речи в комплекте с переносными магнитофонами первой и стационарными моделями второй групп сложности.

Для микрофона типа МД-81А, рекомендованного при работе в условиях повышенного шума, средний перепад чувствительности «фронт/тыл» совпадает по значению со средним перепадом чувствительности «фронт/90°» и составляет 13 дБ.



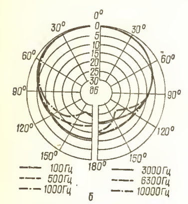
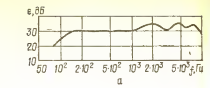


Рис. X.61. Типовая АЧХ чувствительности (*а*) и характеристикв направлеииости (*б*) микрофона МКЭ011СН.



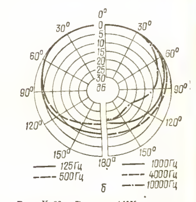
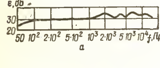


Рис. X.62. Типовая АЧХ чувствительности (*а*) и характеристика направленности (*б*) микрофоиа МД-64М.



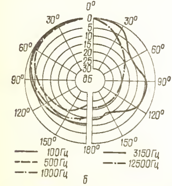
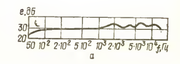


Рис. X.63. Типовая АЧХ чувствительностн (*а*) и характеристика направленностн микрофона МД-52Б.



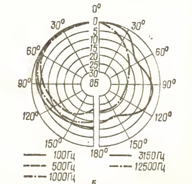
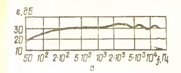


Рис. X.64. Типовая АЧХ чувствительности (*а*) и хврвктеристика направленности (*б*) микрофонв МД-52БСН.

Для стереофонических микрофонов типов МКЭ-11-СН и МД-52Б-СН разность между частотными характеристиками чувствительности левого и правого каналов в диапазоне частот 250...5000 Гц не превышает 3 дБ.

Для микрофона типа МД-78, применяемого при работе в руках, неравномерность частотной характеристики чувствительности в номинальном диапазоне частот для ближнего (0,1 м) источника звука не превышает 12 ± 2,5 дБ.



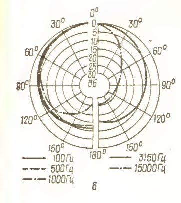
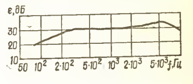


Рис. X.65. Типовая АЧХ чувствительности (а) и характеристика направленности (б) микрофона МД-82.

Рис. X.66. Типовая АЧХ чувствительности микрофона МД-201.



Глава XI

ПРИМЕРЫ ПРОМЫШЛЕННЫХ И ЛЮБИТЕЛЬСКИХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ЗВУКОВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ, ИНДИКАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ТРАКТОВ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

1. Узлы фильтрации сигналов, помех, регулирования амплитудно-частотной и фазово-частотной характеристик

1.1. Активный режекторный фильтр с электронной перестройкой [21]

Фильтр такого типа применяется в звуковоспроизводящей и радиоприемной аппаратурах, также в устройствах для получения различных музыкальных эффектов.

Основные технические характеристики: диапазон перестройки фильтра 20...20 000 Гц; подавление сигнала на частоте режекции 5...35 дБ; коэффициент усиления 30 дБ; коэффициент гармоник вне полосы режекции при входном напряжении 50 мВ 0,1...0,3 %; сопротивление нагрузки не менее 6...7 кОм; ток, потребляемый от источника питания положительной полярности, 5...6 мА, отрицательной — 2...3 мА.

Первый каскад ARCФ (рис. XI.1) на транзисторе *VT1* является истоковым повторителем с большим входным и малым выходным сопротивлениями. С выхода повторителя сигнал поступает на входы ОУ *DA1*: на инвертирующий через делитель напряжения *R7R6*, а на неинвертирующий — через мост Вина (конденсаторы *C3*, *C4* и сопротивления каналов ПТ *VT2*, *VT3*). Резисторы *R8* и *R9* выравнивают сопротивления плеч моста на НЧ. На частоте баланса вносимое мостом затухание минимально, сдвиг фаз между его входным и выходным напряжениями близок к нулю, сигналы на входах ОУ одинаковы по уровню и выходное напряжение ОУ резко уменьшается. На других частотах мост разбалансирован и составляющие сигнала практически не ослабляются. Частота баланса моста (частота режекции) вычисляется по формуле $f_{реж} = 1/(2\pi\sqrt{R_{си VT2}R_{си VT3}C3C4})$ (под корнем сопротивления каналов ПТ). Частоту режекции изменяют переменным резистором *R4*, 10-октавный диапазон перестройки ARCФ реализуется ПТ, сопротивления каналов которых изменяются в нужных пределах при изменении напряжения на затворах от 0,8 до 1,9 В, а точность обеспечивается применением матрицы, состоящей из двух ПТ с близкими параметрами.

Конструкция ARCФ выполняется на печатной плате, в нем применены постоянные резисторы МЛТ-0,125, подстроечный резистор СП5-16 (*R6*), конденсаторы К50-6 (*C2*, *C6*, *C7*) и типа КМ, КЛС (*C1*, *C3*, *C4*, *C5*). Переменный резистор *R4* — любого типа группы А, конденсаторы *C3*, *C4* должны быть с малым ТКЕ и отличаться по значению емкости между собой не более чем на 1...2 %. Вместо ПТ КП303Г может быть использован любой ПТ этой серии с буквенными индексами Б, В, Д, Е, вместо матрицы К504НТ3А — матрицы серий К504НТ1, К540НТ2, и К504НТ3, а также КПС104 с любым буквенным индексом (на затворы

ее транзисторов необходимо подать отрицательное напряжение смещения), вместо ОУ К284УД1А — другой ОУ с входным сопротивлением не менее 1 МОм (в этом случае резистор *R9* подбирается так, чтобы суммарное сопротивление входа ОУ и резистора *R9* было равно 1 МОм).

Налаживание при заведомо исправных деталях и узлах сводится к установке диапазона перестройки подбором резисторов *R3* и *R5* и глубины подавления сигнала на частоте режекции подстроечным резистором *R6* в диапазоне частот 1...2 кГц. Если необходимый диапазон перестройки не превышает 3...4 октав, последняя операция выполняется на его центральной частоте. Коэффициент усиления ARCФ регулируется резистором *R10*. Управляющее напряжение на затворы

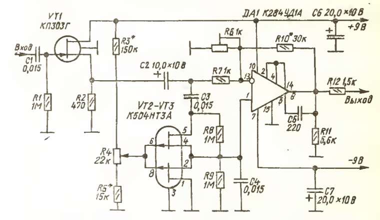


Рис. XI.1. Схема активного режекторного фильтра с электронной перестройкой.

ПТ *VT2* и *VT3* можно подавать не только с переменного резистора *R4*, но и от любого источника постоянного или переменного напряжения, например от генератора пилообразного напряжения, возможные при этом нелинейные искажения, обусловленные модуляцией сопротивлений каналов ПТ *VT2* и *VT3*, устраняются, если входное напряжение фильтра не превышает 40...50 мВ. Питание устройства — от стабилизированного источника напряжения.

1.2. Активный перестраиваемый фильтр нижних частот [20]

Фильтр предназначен для ослабления шумов звукопроизводящих и радиоприемных устройств. В последнем случае его включают между детектором и УЗЧ и благодаря плавной перестройке частоты среза и крутому спаду АЧХ эффективно подавляют сигнал ПЧ на выходе детектора, интерференционные свисты и шумы. Он может быть использован в составе динамического фильтра (см. гл. XI, п. 1.3).

Основные технические характеристики: частота среза 0,5...6 кГц; крутизна спада АЧХ 15...20 дБ на октаву; неравномерность АЧХ в полосе пропускания 1 дБ; коэффициент передачи 20...25; входное сопротивление 1 МОм; коэффициент гармоник 0,3...0,4 % при выходном напряжении 100 мВ. Первый каскад ARCФ — истоковый повторитель на ПТ *VT1*, второй и третий — усилители напряжения

на ПТ *VT2*, *VT3* (рис. XI.2). Перестраиваемые Т-мосты *C5C7R1.2* и *C9C11R1.4* (здесь *R* — сопротивления каналов *ПТ* ИМС *DA1*) включены в цепи ООС, охватывающих последние два каскада. Частоту среза активного ФНЧ устанавливают переменным резистором *R8*, регулирующим сопротивления каналов ПТ ИМС путем изменения напряжения на их затворах. Нижняя граница полосы пропускания фильтра определяется емкостью переходных конденсаторов *C1*, *C7*, *C9*, *C11*, транзисторы *DA1.1* и *DA1.3* обеспечивают постоянство коэффициентов передачи и формы АЧХ в диапазоне перестройки частоты. Резисторы *R3* и *R7* устраняют влияние токов утечки конденсаторов *C3* и *C8* на параметры транзисторов *DA1.1* и *DA1.3*. Синхронность изменения частот среза каскадов на ПТ *VT2* и *VT3* достигается при-

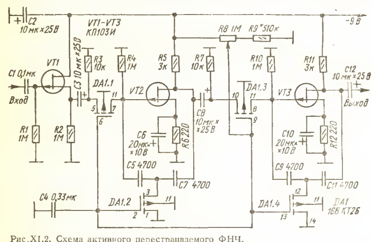


Рис. XI.2. Схема активного перестраиваемого ФНЧ.

менением ИМС 168КТ2, состоящей из четырех МОП-транзисторов с близкими параметрами.

В устройстве использованы резисторы типа СП, СП4 (*R8*), ВС, МЛТ (остальные), конденсаторы К50-6 (*C2*, *C3*, *C6*, *C8*, *C10*, *C12*) и КМ (остальные). Группа ТКЕ конденсаторов *C5*, *C7*, *C9*, *C11* — М47, М75, М750 или М1500. Их следует подбирать с точностью не хуже ± 10 %. Вместо КП103И можно использовать транзисторы этой серии с буквенными индексами Ж и К, вместо ИМС 168КТ2Б — любую другую из этой серии или ИМС К547КП1Г (у последней цоколевка совпадает с предыдущими, но другой корпус и бо́льшие расстояния между выводами).

При налаживании нижняя граница диапазона перестройки частоты устанавливается подбором резистора *R9*, верхнюю границу при необходимости можно смещать к более высоким частотам, уменьшив емкость конденсаторов *C5*, *C7*, *C9*, *C11*. Печатная плата фильтра приведена в [20].

1.3. Динамический фильтр в приемнике [25]

Динамический фильтр позволяет избавиться от помех, возникающих при перестройке по частоте на СВ и ДВ, более эффективно, чем в системах бесшумной настройки, закрывающих УЗЧ при малом уровне

полезного сигнала. Структурная схема радиоприемника с динамическим фильтром в тракте ЗЧ, управляемым напряжением АРУ (рис. XI.3), содержит входной контур *Z1*, смеситель *U1*, гетеродин *G1*, усилитель ПЧ *A1*, выпрямитель схемы АРУ *U3*, амплитудный детектор *U2*, усилитель постоянного тока *A2* с регулируемым порогом срабатывания управляемого ФНЧ *Z2*, усилитель ЗЧ *A3*. При отсутствии напряжения АРУ, когда полезного сигнала нет или его уровни меньше порога срабатывания, полоса пропускания фильтра *Z2* минимальна и составляет примерно 1,5 кГц, спектр шумов на его выходе существенно ограничен. С появлением сигнала радиостанции полоса пропускания фильтра расширяется пропорционально его уровню, причем минимальному напряжению АРУ, при котором начинается

Рис. XI.3. Структурная схема динамического фильтра в приемнике.

управление фильтром, соответствует частота среза около 3,5 кГц и по мере возрастания уровня сигнала полоса пропускания фильтра расширяется до 6 кГц. В качестве ФНЧ *Z2* можно применить фильтр, показанный на рис. XI.2.

1.4. Пятиполосный активный фильтр — регулятор тембра [8]

Фильтр позволяет оперативно воздействовать на спектр обрабатываемого сигнала: корректировать звучание фонограмм невысокого качества, подбирать тембр на индивидуальный вкус, компенсировать возрастные изменения слуха, учитывать акустические особенности помещения и т. п.

Основные технические характеристики: номинальный диапазон частот 8...30 000 Гц при спаде АЧХ на краях —3 дБ и входном напряжении 1 В в среднем положении движков всех резисторов регулировок; коэффициент гармоник 0,05 % при входном напряжении 1 В на частотах 100, 1000 и 10 000 Гц в среднем положении всех движков; максимальное входное напряжение 2,9 В; пределы регулирования тембра ± 12 дБ на частотах 50, 200, 800, 3200 и 12 800 Гц; отношение сигнал/шум (невзвешенное; см. гл. XI, п. 1.12) 80 дБ при входном напряжении 1 В.

Схема транзисторного варианта ARCФ (рис. XI.4,*а*) содержит эмиттерный повторитель на БТ *VT1*, пять активных полосовых фильтров *Z1*—*Z5* (на рисунке показана схема одного из них — *Z1*) и основной усилитель на БТ *VT2* и *VT3*. Входной эмиттерный повторитель служит для согласования активного регулятора тембра с выходным сопротивлением источника сигнала. Тембр регулируется переменными резисторами *1.R2* (цифровые индексы, присвоенные одинаковым по назначению элементам фильтров *Z1*—*Z5*, далее опущены). Включенные последовательно с ними постоянные резисторы *R1* и *R3* ограничивают пределы регулирования полос указанным выше значением. Уменьшая сопротивления этих резисторов, можно увеличить пределы регулирования до ± 25 дБ. Усилители ARCФ одинаковы и выполнены каждый на двух транзисторах. Частотозадающая цепь состоит из резисторов *R4*, *R5*, одинаковых во всех фильтрах, и конденсаторов

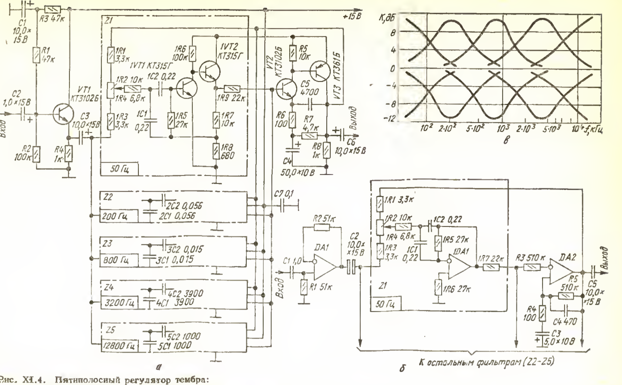


Рис. XI.4. Пятиполосный регулятор тембра:
а — схема транзисторного варианта; б — схема с применением ОУ; в — АЧХ.

C1, *C2*, емкость которых во всех фильтрах различна. Напряжение ООС снимается с части эмиттерной нагрузки БТ *VT2* (резисторы *R7*, *R8*) и подается в цепь базы БТ *VT1*. Диапазон между частотами настройки фильтров выбран равным двум октавам, добротность — единице, коэффициент передачи каждого фильтра на центральной частоте — 6. Основной усилитель ARCФ — двухкаскадный, на транзисторах разной структуры. Сигналы с выходов фильтров *Z1*—*Z5* поступают на его вход через резисторы *R9*, сопротивление которых задает и режим работы усилителя. Устойчивость на ВЧ обеспечивается корректирующей цепью *R6C5*.

Принципиальная схема варианта устройства с применением ОУ показана на рис. XI.4,*б*. Здесь ОУ *DA1* выполняет функции буферного усилителя с коэффициентом передачи, равным единице, на ОУ *DA2* выполнен основной усилитель и по одному ОУ используются в ARCФ. Цепи питания и коррекции ОУ на схеме не показаны. Во всех каскадах устройства можно использовать ОУ серий К140, К153, К553, К544, К284 с соответствующими для единичного усиления корректирующими цепями (см. гл. V). Цепи питания ОУ следует шунтировать керамическими конденсаторами емкостью 0,033...0,047 мкФ. Число полос регулирования можно увеличить, уменьшив диапазон между центральными частотами фильтров до одной и даже до трети октавы. При октавном диапазоне добротность составляет 1,7, сопротивления резисторов *R4*, *R5*, *R7* — соответственно 3,9, 47, 6,8 кОм, при третьоктавном диапазоне добротность 4,5, а сопротивления этих же резисторов 1,5, 120 и 0,68 кОм. Емкость конденсаторов *C1* и *C2* в микрофарадах рассчитывается, исходя из конкретных значений частоты регулирования f_0 в герцах по формуле: $C = 1/(2\pi f_0 \sqrt{R4R5}) \approx 11{,}8/f_0$. Для питания устройства пригоден стабилизированный источник, обеспечивающий при токе 50...70 мА напряжение 15 В (± 15 В для варианта на ОУ).

При конструировании применены элементы: постоянные резисторы МЛТ-0125, МЛТ-0,25, конденсаторы типа КМ (*C1*, *C2* в активных фильтрах и *C5*, *C7* в усилителе регулятора тембра) и К50-6 (все остальные). Все переменные резисторы — сдвоенные, группы А. Можно использовать любые кремниевые ВЧ БТ соответствующей структуры со статическим коэффициентом передачи тока $h_{21э}$ не менее 200 (*VT1* в фильтрах) и 70 для всех остальных при допустимом напряжении эмиттер — коллектор не ниже 15 В. Отклонение от номиналов емкости конденсаторов *C1*, *C2* и сопротивлений резисторов *R4*, *R5* активных фильтров в двухоктавном (пятиполосном) и октавном (десятиполосном) вариантах не должно превышать ± 10 %, в третьоктавном ± 3 %. Примерный вид АЧХ устройства показан на рис. XI.4,*в* (характеристики для каждой из полос снимались при средних положениях движков всех остальных переменных резисторов). Описанный регулятор тембра налаживания не требует. Конструкция транзисторного варианта схемы приведена в [8].

1.5. Трехполосный регулятор тембра [30]

Трехполосный регулятор используется для коррекции АЧХ звуковоспроизводящего комплекса в том случае, если обычные регуляторы тембра по ВЧ и НЧ оказываются малоэффективными; он представляет собой звено своеобразного эквалайзера. Устройство состоит из трех соединенных последовательно идентичных звеньев (рис. XI.5), отличающихся только частотозадающими элементами моста Вина *R5C4R6R7R8C5*. Номиналы конденсаторов *C4* (*C5*) моста в пикофара-

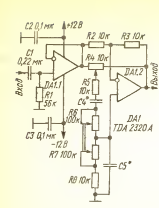


Рис. XI.5. Схема трехполосного регулятора тембра.

дах (микрофарадах) для соответствующих полос частот: 0,047/0,022 — для полосы 0,05...0,6 кГц, 4700/2200 — для полосы 0,5...6 кГц, 1000/470 — для полосы 2,5...20 кГц

Частоты регулирования АЧХ в пределах указанных полос выбирают сдвоенными переменными резисторами R6R7, требуемый подъем или спад АЧХ (± 14 дБ) на этих частотах устанавливают переменными резисторами R4. Входное сопротивление устройства — 56 кОм.

Вместо ИМС IDA 2320A в устройстве можно использовать ОУ К157УД2 или КР544УД1.

1.6. Трехполосный регулятор тембра на базе инвертирующего сумматора на операционном усилителе К140УД1А [34]

Такой регулятор предназначен для работы в высококачественных УЗЧ.

Основные технические характеристики: максимальный коэффици-

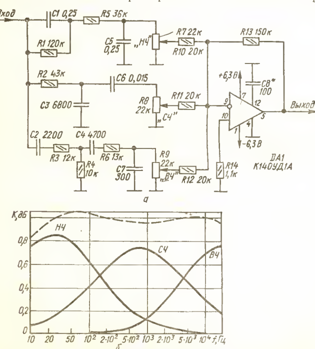


Рис. XI.6. Схема трехполосного регулятора тембра на базе сумматора (а) и его АЧХ (б).

ент передачи равен единице в полосе частот 30...20 000 Гц при неравномерности АЧХ $\pm$ 0,5 дБ; максимальная амплитуда выходного напряжения 3,3 В; отношение сигнал/шум 76 дБ при входном напряжении 1 В и линейной АЧХ; коэффициент гармоник 0,1 %. Устройство (рис. XI.6,*а*) состоит из трех *RC*-фильтров и суммирующего их выходные сигналы инвертирующего сумматора на ОУ *DA1*. Фильтр *R1C1R5C5R7* выделяет НЧ составляющие сигнала, фильтр *R2C3C6R8* — СЧ, *C2R3R4C4R6C7R9* — ВЧ. Частоты раздела фильтров примерно 150 и 5000 Гц. Уровни сигналов, поступающих на вход ОУ *DA1*, регулируют переменными резисторами *R7*—*R9*. для повышения плавности регулирования номиналы резисторов *R10*—*R12* выбраны близкими к номиналам переменных резисторов *R7*—*R9*. АЧХ устройства в каждой из полос регулирования при установке движков резисторов *R7*—*R9* в верхнее (по схеме) положение показаны на рис. XI.6,*б*, там же (штриховая линия) приведена суммарная АЧХ регулятора тембра, которая на частотах 40...100 Гц имеет подъем 0,5 дБ и такой же спад на частотах 0,5...1,5 кГц. Для нормальной работы устройства выходное сопротивление предшествующего каскада должно быть не более 1 кОм, в противном случае необходим эмиттерный повторитель.

В регуляторе тембра можно использовать любые ОУ серий К140 и К153 с соответствующими цепями коррекции и напряжениями питания. Переменные резисторы *R7*—*R9* — группы В. Элементы частотозадающих цепей должны быть с отклонением от номиналов не более $\pm$ 10 %, тогда устройство не требует налаживания. Следует проверить его на отсутствие шумов при установке движков переменных резисторов *R7*—*R9* в нижнее (по схеме) положение. Шумы устраняют включением между нижними выводами этих резисторов и общим проводом постоянных резисторов сопротивлением 100...750 Ом.

При необходимости число полос регулирования можно уменьшить или увеличить, но оно не должно превышать пяти-шести, иначе из-за недостаточно высокой добротности *RC*-фильтров их АЧХ будут излишне перекрываться, что ограничит возможность регулировки тембра в соседних полосах.

1.7. Усовершенствованный регулятор тембра [31]

Этот регулятор (рис. XI.7) занимает промежуточное положение между графическими эквалайзерами и обычными регуляторами тембра. Он значительно проще первых и в то же время обладает более широкими возможностями коррекции АЧХ по сравнению со вторыми, что достигается введением независимых регулировок частоты среза как со стороны НЧ резистором *R3* в пределах от 20 до 500 Гц, так и со стороны ВЧ — резистором *R6* (5...20 кГц). Необходимый подъем или спад АЧХ устанавливается резисторами *R7* и *R8*. Взаимное влияние этих регуляторов полностью исключается без принятия дополнительных мер, так как резисторы включены между инвертирующими входами ОУ *DA1* и *DA2*.

Устройство в целом неинвертирующее и обладает единичным коэффициентом передачи в области СЧ, а также низким выходным и частотно-независимым входным ($R_{вх}$ = 10 кОм) сопротивлениями. Глубина регулирования тембра определяется сопротивлениями резисторов R_A и R_B и при их равенстве значению 4,7 кОм составляет $\pm$ 10 дБ. Для ее увеличения сопротивление резисторов R_A и R_B необходимо пропор-

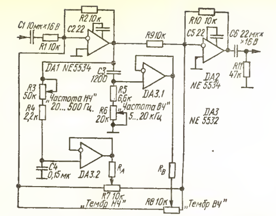


Рис. XI.7. Схема усовершенствованного регулятора тембра.

ционально увеличить. Вместо указанных на схеме в регуляторе тембра можно использовать отечественные ОУ типов К157УД2, К140УД7 и т. п.

1.8. Темброблок на операционном усилителе [29]

Темброблок имеет входное сопротивление 47 кОм, выходное — несколько ом, выходное напряжение — не менее 8 В на нагрузке 2,2 кОм, что позволяет использовать его практически с любым усилителем мощности, напряжение собственных шумов на выходе не превышает 0,4 мВ, динамический диапазон 86 дБ. Для уяснения принципа работы следует

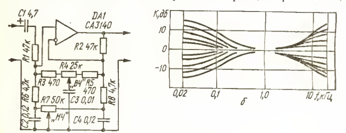


Рис. XI.8. Схема (*а*) и АЧХ (*б*) темброблока на ОУ.

мысленно замкнуть накоротко конденсаторы *C2* и *C4* (рис. XI.8,*а*), а также отсоединить цепи резисторов *R3* и *R5* от входов ОУ (такое упрощение справедливо для области СЧ). В этом случае входной сигнал через разделительный конденсатор *C1* и делитель напряжения 1 : 11 (—20,8 дБ), образованный резисторами *R1* и *R6*, поступает на неинвертирующий вход ОУ, выход которого петлей ООС связан с инвертирующим входом аналогичным делителем напряжения, поэтому коэффициент передачи темброблока равен единице (0 дБ). После восстановления исходных соединений в крайнем левом (по схеме) положении движка резистора *R4* регулятора тембра ВЧ цепь *C3R3* при уве-

личении частоты все в большей степени шунтирует нижний резистор *R6* входного делителя, обусловливая завал АЧХ темброблока примерно на 15 дБ на частоте 20 кГц. Если движок резистора *R4* находится в крайнем правом положении, то с увеличением частоты цепь *C3R5* шунтирует резистор *R8* и тем уменьшает глубину ООС, обеспечивая подъем АЧХ на 15 дБ. В среднем положении движка оба эффекта компенсируются и АЧХ темброблока плоская. Регулировка сопротивления резистора *R4* оказывает незначительное воздействие на ход АЧХ на частотах ниже 1 кГц, поскольку при этом реактивное сопротивление конденсатора *C3* значительно превышает сопротивление резисторов *R3* и *R5*. При дальнейшем понижении частоты сопротивления конденсаторов *C2* и *C4* сравнимы с сопротивлением резисторов *R6* и *R8*. Когда движок резистора *R7* установлен в крайнее левое положение, конденсатор *C2* не оказывает воздействия на цепь неинвертирующего входа ОУ. Конденсатор *C4* зашунтирован резистором *R7* с большим сопротивлением (50 кОм), глубина ООС на НЧ увеличивается, что определяет завал АЧХ на частоте 20 Гц, равный −15 дБ. В правом положении движка резистора *R7* конденсатор *C4* замкнут накоротко, а *C2*, включенный последовательно с нижним резистором входного делителя, обеспечивает падение его коэффициента деления с уменьшением частоты. Подъем АЧХ на частоте 20 Гц составляет 15 дБ (рис. XI.8,*б*). Максимальное изменение коэффициента передачи на частоте 1 кГц не превышает ± 1,5 дБ при любой комбинации положений регуляторов тембра.

Вместо указанного на схеме можно использовать любые ОУ, АЧХ которых скорректирована (имеет спад, не превышающий 6 дБ на октаву) для значений коэффициента передачи ОСУ с ООС, равного примерно 10.

1.9. Регуляторы тембра по низким, средним и высоким частотам [11]

Такие регуляторы характеризуются симметричностью АЧХ относительно значения единичного усиления при регулировке «вниз» и «вверх», малыми нелинейными искажениями сигнала, так как включены в цепь ООС ОУ. Для работы используются линейные потенциометры. Схема распространенного регулятора НЧ и ВЧ с раздельной регулировкой (рис. XI.9,*а*) позволяет при коэффициенте передачи, равном единице на частоте 1 кГц, регулировать сигналы с частотами 30 Гц и 10 кГц по уровню на ± 20 дБ при плавном изменении частоты изгиба АЧХ.

Значения элементов схемы рассчитываются в такой последовательности. Выбирается сопротивление *R2* произвольно равным 100 кОм. По формуле коэффициента передачи на НЧ $K_н = (R1 + R2)/R1 = 10$ (+20 дБ) находится значение $R1 = 11$ кОм. По заданной частоте $f_{н2} = 30$ Гц (см. рис. XI.9,*б*) вычисляются значения $f_{в1} = 10 f_{н2} = 300$ Гц и определяется емкость конденсатора $C1 = 1/(2\pi f_{н1} R1) = 4{,}82 \cdot 10^{-8}$ Ф $= 47$ пФ. Произвольно выбирается сопротивление *R5* равным сопротивлению $R1 = 11$ кОм. По формуле коэффициента передачи на ВЧ $K_в = (R1 + R3 + 2R5)/R3 = 10$ (+20 дБ) находится значение $R3 = (R1 + 2R5)/(10 - 1) = 3{,}6$ кОм. По заданной частоте $f_{в2} = 10$ кГц определяется емкость конденсатора $C3 = 1/(2\pi f_{в2} R3) = 4{,}42 \cdot 10^{-9}$ Ф $= 4{,}2$ пФ. Из неравенства $R4 \geqslant 10\,(R3 + R1 + 2R5) = 3{,}66 \cdot 10^5$ Ом выбирается сопротивление резистора $R4 = 470$ кОм.

При необходимости приведенные расчетные соотношения могут быть использованы для выбора элементов, обеспечивающих другие усиления и частоты регулирования.

На рис. XI.9,*в* показана модификация схемы регулятора тембра. Ее элементы можно рассчитать по следующим формулам, пользуясь методикой приведенного выше примера:

$$f_{н2} = 1/(2\pi R2C1);\quad f_{в2} = 1/(2\pi R3C3);$$
$$f_{н1} = 1/(2\pi R1C1);\quad f_{в1} = 1/[2\pi\,(R1+R3+2R5)\,C3];$$
$$K_{н} = 1 + R2/R1;\quad K_{в} = 1 + (R1 + 2\,R5)/R3.$$

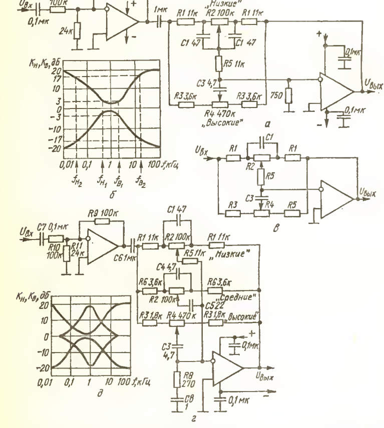


Рис. XI.9. Схемы (*а*, *в*, *г*) и АЧХ (*б*, *д*) регулируемых тонкорректоров первого (*а*) второго (*в*) вариантов коррекции по НЧ — ВЧ и коррекции по НЧ — СЧ — ВЧ (*г*).

На рис. XI.9,*г* показана схема регулятора тембра, позволяющего раздельно регулировать в широких пределах НЧ, СЧ и ВЧ участки спектра воспроизводимого сигнала. СЧ регулятор тембра (*R2R6C4C5*) является комбинацией НЧ и ВЧ регуляторов и пред-

ставляет собой фактически полосовой фильтр. При проектировании этого сложного регулятора тембра не удается воспользоваться простыми расчетными соотношениями, поэтому, основываясь на номинальных значениях элементов схемы и располагая АЧХ реального устройства (рис. XI.9,*д*), следует руководствоваться следующими рекомендациями.

1. Для увеличения (уменьшения) коэффициента усиления сигнала на СЧ соответственно уменьшают (увеличивают) сопротивление резистора *R6*, при этом центральная частота настройки СЧ регулятора тембра повышается (понижается). Изменение значения *R6* оказывает незначительное влияние на коррекцию в участках НЧ и ВЧ диапазона.

2. Если имеется запас усиления, можно изменить центральную частоту настройки полосового фильтра СЧ регулятора тембра, не вызвав при этом каких-либо перемен в АЧХ НЧ и ВЧ регуляторов. Для этого нужно изменить значение емкости конденсаторов *C4* и *C5* так, чтобы при этом выдерживалось соотношение: $C5 = 5 \cdot C4$. Увеличение (уменьшение) емкости *C5* ведет к уменьшению (увеличению) центральной частоты СЧ регулятора тембра. Степень изменения оценивают соотношением $C'5/C5 = f_0/f'_0$, где $C'5$ — увеличенное (уменьшенное) значение емкости исходного конденсатора *C5*; f'_0 — уменьшенное (увеличенное) значение исходной центральной частоты f_0 полосового фильтра СЧ. При конструировании можно использовать любые ОУ общего применения: К140УД1Б, К553УД1, К553УД2 и др. с рекомендованными в паспорте на ОУ цепями коррекции.

1.10. Многополосный корректирующий фильтр для компенсации искажений амплитудно-частотной характеристики акустических систем в замкнутых помещениях [19]

Фильтр позволяет полностью избавиться от паразитных акустических резонансов при прослушивании музыкальных программ. Он содержит одиннадцать полосовых фильтров второго порядка, каждый из которых состоит из ОУ и четырех пассивных элементов, и сумматора (рис. XI.10). Отношение резонансных частот соседних фильтров выбрано равным 1,86. Благодаря этому суммарная ФЧХ многополосного фильтра линейная, хотя сдвиг фазы каждого из фильтров изменяется по мере увеличения частоты от +90° до —90°: фазовое запаздывание одного фильтра компенсируется фазовым опережением соседнего. Эквивалентная добротность фильтров, обеспечивающая наиболее равномерную АЧХ в средних положениях регуляторов, равна 1,25, при этом полоса пропускания всего многополосного фильтра по уровню —3 дБ находится в пределах от 18 Гц до 21 кГц, и использование дополнительных «HiFi»-фильтров становится излишним. Требуемая добротность достигается соответствующим выбором сопротивлений резисторов *R1* и *R2*. Сигналы с выходов всех фильтров поступают на сумматор, выполненный на ОУ *DA2*. Подъем или спад усиления в полосе пропускания каждого фильтра определяется сопротивлением резисторов *R3*, *R4* и может устанавливаться в пределах ± 12 дБ. В средних положениях движков резисторов *R4* общая АЧХ устройства имеет неравномерность не более ± 1 дБ, коэффициент передачи равен примерно единице. Во всех каналах значения сопротивлений резисторов *R1* и *R2* выбраны равными соответственно 12 и 75 кОм. Для фильтра *А* с резонансной частотой 30 Гц значения емкостей конденсаторов $C1 = C2 = 0{,}18$ мкФ, для фильтра *В* (56 Гц) $C1 = C2 = 0{,}1$ мкФ, для *С* (104 Гц) — 0,047 мкФ, для *D* (194 Гц) —

0,027 мкФ, для E (360 Гц) — 0,015 мкФ, для F (671 Гц) — 7500 пФ, для G (1249 Гц) — 3900 пФ, для H (2325 Гц) — 2200 пФ, для I (4328 Гц) — 1200 пФ, для J (8057 Гц) — 560 пФ, для K (15000 Гц) — 330 пФ. Использование в качестве активных элементов ОУ, обладающих значительным подавлением пульсаций питающих напряжений, позволяет применить простейший блок питания ± 9 В. Для наилучшего согласования уровней и сопротивлений многополосный фильтр необходимо включать между предусилителем и УМЗЧ (номинальный входной сигнал 800 мВ).

При конструировании можно использовать любые ОУ общего применения, например, К140УД1Б, К553УД1, К553УД2 и т. п., а также сдвоенные специализированные ОУ К157УД2.

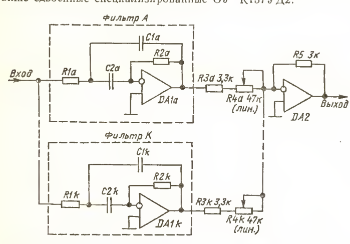


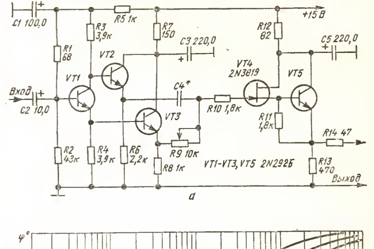
Рис. XI.10. Схема многополосного корректора для компенсации искажений АЧХ АС в замкнутых помещениях.

Фильтр успешно испытан в небольшой жилой комнате размерами 4,3 × 3,4 × 2,5 м, имеющей резонансные частоты объема 40, 50 и 70 Гц, с мелкими предметами внутренней обстановки, определяющими частные резонансы на более высоких частотах. Регулировкой частот настроек пяти-шести фильтров из одиннадцати удается полностью компенсировать паразитные акустические резонансы.

1.11. Широкополосный фазовращатель низкочастотного напряжения с плавной регулировкой фазового сдвига [33]

Этот фазовращатель применяется в формирователях псевдостереофонического и квазиквадрафонического сигналов, в различных электромузыкальных инструментах и при проведении измерений электроакустических устройств. С помощью фазовращателя (рис. XI.11,*а*) можно изменить сдвиг фазы НЧ напряжения от 0 до 180° на частотах от долей герца до 100 кГц при коэффициенте гармоник не более 0,1 % и входном напряжении 1 В. Частота, на которой поворот фазы составляет 90°, определяется формулой $f = 1/(2\pi R9C4)$. На рис. XI.11,*б* показаны зависимости фазового сдвига от частоты сигнала для трех значений сопротивлений переменного резистора $R9$. Высокие показатели устройства обусловлены рядом схемотехнических решений. Фазо-

вращающая цепь $R9C4$ подключена к выходам каскада с разделенной нагрузкой на БТ $VT1$ через дополнительные эмиттерные повторители на БТ $VT2$, $VT3$, что позволяет обеспечить нормальную работу фазовращателя при сопротивлении переменного резистора $R9$, близком к 100 Ом. Нагрузка устройства подключается к его выходу через раз-



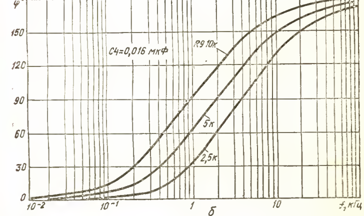


Рис. XI.11. Схема (*а*) и ФЧХ (*б*) широкополосного фазовращателя НЧ сигнала при разных значениях сопротивления $R9$.

вязывающий каскад по схеме составного транзистора (первый, $VT4$ — полевой, второй, $VT5$ — биполярный) с весьма высоким входным и низким выходным сопротивлениями. В результате подключение нагрузки к выходу практически не влияет на работу фазовращателя даже при максимальном сопротивлении переменного резистора $R9$, равном 10 кОм. Таким образом, фазосдвигающая цепь может работать в требуемом режиме при изменении сопротивления переменного резистора $R9$ более чем в 100 раз, чем и объясняется широкий диапа-

зон плавного изменения фазы. Малое значение коэффициента гармоник устройства обусловлено глубокими ООС в каждом каскаде, обеспечивающими усиление, равное примерно единице. Вместо указанных на схеме в устройстве можно применить кремниевые ВЧ транзисторы типов КТ312, КТ315, КТ350, КТ351, КТ358 с любыми буквенными индексами (*VT1*, *VT3*, *VT5*) и ПТ КП302В или КП303Б (*VT4*).

1.12. Взвешивающий фильтр [7]

При сопоставлении результатов измерений уровня шумов с их слуховым восприятием необходимо учитывать зависимость чувствительности слуха от частоты. Для этого перед измерительным прибором с горизонтальной АЧХ включают взвешивающий фильтр (рис. XI.12,*а*). Он является одним из наиболее распространенных взвешивающих

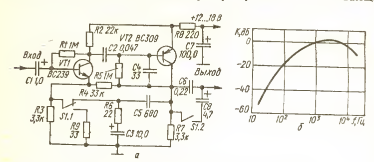


Рис. XI.12. Схема (*а*) и АЧХ (*б*) «взвешивающего» фильтра МЭК.

фильтров и имеет АЧХ, показанную на рис. XI.12,*б*; она рекомендована Международной электротехнической комиссией (МЭК), называется «АЧХ вида А» и применяется для измерения взвешенного отношения сигнал/шум звукозаписывающей и звуковоспроизводящей аппаратуры.

В положении контактов переключателей *S1.1*, *S1.2*, показанном на рис. XI.12,*а*, в цепь частотно-зависимой ООС включены элементы *R6*, *C3*, *C5* и коэффициент усиления устройства не более единицы. В области ВЧ АЧХ формируют элементы *R4* и *C5*, а в области НЧ — элементы *R6* и *C3*, а также цепь, образованная конденсатором *C6* и входным сопротивлением следующего за фильтром каскада (на схеме не показан), которое должно быть равно 3,3 кОм. Временная характеристика измерительного прибора, подключаемого к выходу фильтра, должна соответствовать прибору среднеквадратичных значений. В другом положении контактов переключателя *S1.1*, *S1.2* АЧХ устройства линейна и горизонтальна, а коэффициент усиления устройства равен 1000 (этот режим работы полезен при использовании усилителя в качестве предварительного для наблюдения сигнала в каскадах усиления на экране осциллографа). В схеме можно применить отечественные кремниевые БТ с коэффициентом передачи тока базы не менее 300.

2. Предварительные усилители и усилители-корректоры для высококачественного воспроизведения магнитной и грамзаписей

2.1. Динамический фильтр для шумоподавления при магнитной записи [16]

Этот фильтр построен по принципу управления частотой среза ФВЧ в зависимости от спектрального состава полезного сигнала. При появлении в нем ВЧ составляющих с уровнями, превышающими выбранный порог срабатывания, частота среза управляемого ФНЧ отодвигается в сторону ВЧ, в ту же сторону смещается частота среза ФВЧ канала управления. При сужении спектра полезного сигнала частоты среза обоих фильтров — управителя и управляемого — перемещаются в сторону НЧ. Обратная связь по сигналу управления существенно улучшает переходные характеристики регулирования, и помехи срабатывания системы шумоподавления не прослушиваются.

Основные технические характеристики: номинальное входное напряжение 0,25 В; коэффициент передачи 1; крутизна ската АЧХ в полосе подавления 12 дБ на октаву; коэффициент гармоник не более 0,2 % при номинальном входном напряжении; относительный уровень собственных шумов —80 дБ; входное сопротивление не менее 80 кОм; выходное сопротивление не более 1 Ом.

Шумоподавитель (рис. XI.13) состоит из входного эмиттерного повторителя на БТ *VT1*, управляемого активного ФНЧ, выполненного на транзисторной сборке *DA1.1*, *DA1.2*, ОУ *DA2* и конденсаторах *C4*, *C6* и канала управления на ОУ *DA3*, *DA4* с выпрямителем на диодах *VD5*, *VD6*. Схема на ОУ *DA3* — усилитель-ограничитель с включенными в цепь его ООС диодами *VD2*, *VD3*, работает в режиме алгебраического суммирования: вычитанием выходного сигнала управляемого ФНЧ из исходного сигнала осуществляется изменение полосы пропускания канала управления. В качестве активного ФНЧ выбран фильтр Бесселя второго порядка с практически линейной ФЧХ в полосе пропускания, что благоприятно сказывается на обработке реальных музыкальных сигналов. Функции резисторов ФНЧ выполняют каналы ПТ сборки *DA1*, значения их сопротивлений выбраны одинаковыми, чтобы для управления ими использовалось одно и то же напряжение, подводимое от стока ПТ *VT8*. Аппроксимация Бесселя обеспечена выбором емкостей конденсаторов *C4* и *C6* (*C6* = 0,75*C4*). Для снижения нелинейных искажений применена резистивная коррекция характеристик ПТ сборки резисторами *R4*, *R6*, *R7*, *R9*; конденсаторы *C3*, *C5* отфильтровывают управляющий сигнал и устраняют его проникание в цепи обрабатываемого основного сигнала. С выхода *DA3* разностный сигнал подается на оперативный регулятор порога срабатывания — переменный резистор *R26*, затем на взвешивающую цепь *R16C15*, учитывающую спадающий характер среднестатистического распределения ВЧ составляющих в спектре музыкальных и речевых программ и повышающую эффективность регулирования (см. гл. XI, п. 1.12), и далее на вход усилителя разностного сигнала ОУ *DA4* с коэффициентом передачи 30. Разностный сигнал после усиления выпрямляется диодами *VD5*, *VD6*, и постоянная составляющая через резисторы *R5*, *R8* подается на затворы ПТ сборки *ДА1*. При малых уровнях входного сигнала транзисторы закрыты напряжением на затворах, равным напряжению отсечки, и ослабление не происходит. Коэффициент передачи усилителя-ограничителя на *DA3* равен

100. Максимальный коэффицинт усиления управляющего сигнала ($K = K_{DA3} \cdot K_{R26} \cdot K_{DA4} = 100 \cdot 1 \cdot 30 = 3000$) соответствует верхнему (по схеме) положению движка резистора *R26*. Множитель K_{R26} — коэффициент передачи делителя, образованного сопротивлениями между движком и общим проводом и верхним выводом резистора относительно общего провода, что соответствует порогу срабатывания шумоподавителя, равному $U_{отс}/(\sqrt{2}KU_{вх.ном}) = 0{,}02$ (при напряжении отсечки ПТ $U_{отс}$ примерно 2 В) или —55 дБ относительно номинального уровня 0,25 В. При прослушивании музыкальных программ с большим уровнем шумов порог срабатывания рекомендуется уменьшать смещением вверх (по схеме) движка переменного резистора *R26*. Для включения и выключения шумоподавителя применен электронный ключ на ПТ *VT8* (в первом случае на его затвор подается напряжение логической единицы, во втором — логического нуля). Напря-

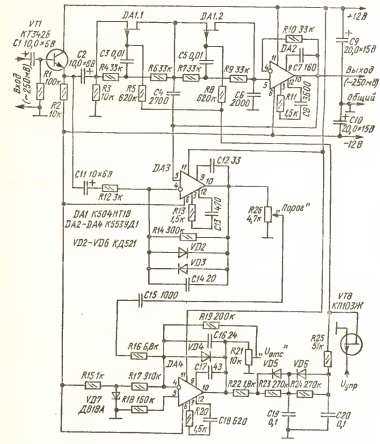


Рис. XI.13. Схема динамического фильтра-шумоподавителя.

жение логической единицы должно быть не меньше суммы напряжений отсечки ПТ *VT8* и ПТ сборки *DA1*. Транзисторный ключ (*VT8*) заменяется обычным механическим включателем, если шумоподавитель не предполагается встраивать в радиокомплекс.

Элементы конструкции: постоянные резисторы типа МЛТ-0,125, подстроечные *R21* — СПЗ-22а и *R26* любого типа группы *B*, конденсаторы КМ-5б, К50-6 и К53-1. Вместо сборки ПТ К504НТ1В можно применить пару транзисторов КП103К, КП103Л, КП103М, подобранных по идентичным стокзатворным характеристикам. Можно использовать и сборки КПС104Г, КПС104Д с напряжением отсечки более 2 В входящих в них транзисторов. Тогда полярность включения диодов *VD4* — *VD6* и стабилитрона *VD7* необходимо изменить на обратную, а левый (по схеме) вывод резистора *R15* соединить с шиной +12 В. Вместо ОУ К553УД1 можно применить ОУ К140УД8, К140УД11, К153УД1, К140УД6, К544УД1 с их цепями коррекции.

Налаживание шумоподавителя состоит в установке исходного режима работы ПТ сборки *DA1*. После установки движка переменного резистора *R26* в нижнее, а резистора *R21* — верхнее (по схеме) положение к выходу устройства подключается милливольтметр переменного тока, а на вход подается переменное напряжение 250 мВ частотой 3 кГц. Наблюдая за показаниями прибора, плавно перемещают вниз движок резистора *R21* до момента едва заметного уменьшения выходного напряжения, означающего закрывание транзисторов сборки *DA1*. В этом положении движок фиксируется. Конструкция платы и особенности налаживания при использовании других сборок ПТ приведены в [16].

2.2. Компандерный шумоподавитель для магнитофонов [17]

Компандерный шумоподавитель представляет собой систему Долби, требует жесткой привязки уровней сигнала при записи и воспроизведении и не позволяет на оборудованных такими приставками магнитофонах воспроизводить обычные, «недолбизированные» фонограммы. Однако высокое (десятки килоом) входное и низкое (доли ома) выходное сопротивления, равный единице коэффициент передачи и сравнительно небольшое число деталей позволяют встроить его в готовый магнитофон или выполнить в виде приставки, включаемый между магнитофоном и оконечным УЗЧ.

Основные технические характеристики: коэффициент гармоник не превышает 0,05 % на частотах менее 5 кГц и 0,1 % на всех остальных до 20 кГц, постоянная времени цепи регулирования сигнала уровнем —30 дБ равна 106 мкс, глубина регулирования 2,3, номинальные входное и выходное напряжения 250 мВ.

Применение ОУ и резисторов с допускаемым отклонением сопротивления от номинала ± 5 % позволяет получить эти характеристики без подбора элементов.

На ОУ *DA1* (рис. XI.14) выполнен сумматор основного и регулируемого сигналов. Основной сигнал поступает на его вход через эмиттерный повторитель на БТ *VT1* и активный режекторный фильтр на БТ *VT2*, предназначенный для дополнительного подавления поднесущей (31,25 кГц) при записи стереопрограмм с УКВ ЧМ приемника с целью не перегрузить канал регулирования. Орган настройки на требуемую частоту — резистор *R5*. Канал регулирования состоит из ФВЧ *R12C7* с постоянной времени 106 мкс, управляемого аттенюатора *R13VT4* и усилителя-ограничителя на ОУ *DA2* и диодах *VD5*, *VD5* ($K_{огр} = 1 + R18/R14 = 10$). С выхода ОУ *DA2* регулируемый сигнал поступает на вход сумматора *DA1* и в канал формирования управ-

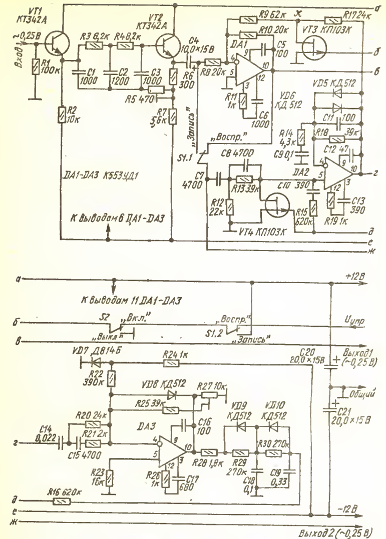


Рис. XI.14. Схема компандерного шумоподавителя для магнитофонов.

ляющего сигнала на ОУ *DA3* с выпрямителем на диодах *VD9*, *VD10*. Регулируемый элемент аттенюатора — ПТ *VT4* обеспечивает отсутствие помех срабатывания системы и потребляет малую мощность. Для снижения нелинейных искажений применена коррекция характеристики транзистора цепью *R15R16C10*. Напряжение отсечки транзистора устанавливается подстроечным резистором *R27* при уровне сигнала на входе — 30 дБ от номинального. Минимальное напряжение отсечки, которое может иметь ПТ *КП103К*, равное 0,9 В, обеспечи-

вается установкой движка в левое (по схеме) положение. Диоды *VD5*, *VD6* в цепи ООС ОУ *DA2* ограничивают выбросы регулируемого сигнала при резком нарастании основного, диод *VD8* защищает ПТ *VT4* от попадания на его затвор напряжения отрицательной полярности при выпрямлении сигналов большого уровня, электронный ключ на ПТ *VT3* служит для включения и выключения шумоподавителя, что можно сделать либо нажатием на кнопку *S2*, либо подачей управляющего сигнала из блока управления комплексом (управляющий сигнал поступает только при включении входа «Магнитофон» блока управления радиокомплексом (здесь не показан) и только в режиме «Воспроизведение»). В режим записи шумоподавитель переводят переключателем *S1.1*, *S1.2*. В некоторых случаях транзистор *VT4* может быть удален и заменен обычным выключателем, замыкающим в положении «Выкл.» точку соединения резисторов *R9* и *R17* на общий провод.

В шумоподавителе применены резисторы МЛТ-0,125, подстроечные резисторы СП3-22а, конденсаторы КМ-5б, КМ-6б и К50-6. Вместо БТ КТ342А можно применить другие из этой серии, а также серии КТ3102, вместо ПТ КП103К транзисторы КП103Л, КП103М, КП103Н, вместо диодов КД512 — любые кремниевые: КД503, КД521 и др.

Налаживание состоит в установке резистором *R27* напряжения отсечки ПТ *VT4*. Установив движок в левое (по схеме) положение, переключатель *S1* в положение «Запись», переключатель *S2* в положение, показанное на схеме, включают питание и подают на вход переменное напряжение 7,9 мВ (—30 дБ) частотой 3 кГц. При этом напряжение сигнала на выходе *1*, измеренное милливольтметром переменного тока, должно составлять 22 мВ. Перемещая движок резистора *R27* вправо (по схеме), находят его положение, при котором напряжение на выходе *1* начинает уменьшаться, и фиксируют его. Конструкция платы и схема включения шумоподавителя в блок управления радиокомплексом приведены в [17].

2.3. Предусилитель-корректор с инфразвуковым фильтром [24]

Такой предусилитель предназначен для работы от магнитного звукоснимателя (рис. XI.15), отличается отсутствием электролитических конденсаторов как во входной цепи, так и в цепи ООС, благодаря чему

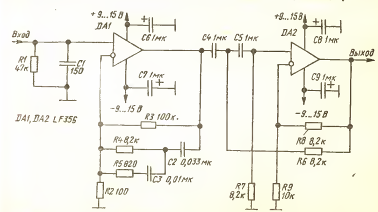


Рис. XI.15. Схема предусилителя корректора с инфразвуковым фильтром.

устраняются свойственные им фликер-шумы и нелинейные искажения сигнала. Первый каскад выполнен на ОУ *DA1* с ПТ на входе, обеспечивающими малый уровень собственных шумов при работе от источников сигнала со значительной индуктивной составляющей полного выходного сопротивления. Необходимая АЧХ (см. гл. VI, п. 9), формируемая цепью частотно-зависимой ООС *R2R3R4R5C2C3*, постоянные времени τ которой равны: $\tau_1 = R5C3$, $\tau_2 = R4C2$, $\tau_3 = R3C2$. Второй каскад на ОУ *DA2* представляет собой ФВЧ Чебышева второго порядка с частотой среза примерно 20 Гц, который обеспечивает подавление инфразвуковых помех, возникающих при проигрывании коробленых грампластинок: спад АЧХ фильтра на частоте 2 Гц, соответствующей максимуму спектра этих помех, достигает —45 дБ. Коэффициент передачи предусилителя на частоте 1 кГц равен 39 дБ, входное сопротивление стандартное — 47 кОм. Вместо указанных на схеме в предусилителе можно использовать отечественные ОУ серий КР544УД1, К544УД1, К140УД8. Емкость конденсатора *C1* необходимо подобрать так, чтобы в сумме с емкостью соединительного кабеля получилась рекомендуемая емкость нагрузки для используемой головки звукоснимателя.

2.4. Усилитель воспроизведения на интегральных микросхемах К548УН1А [2]

Усилитель (рис. XI.16) предназначен для катушечного магнитофона со скоростью ленты 19,05 см/с, диапазон воспроизводимых частот 30...20 000 Гц, относительный уровень помех —60 дБ, выходное напряжение 20...25 мВ. С целью уменьшения уровня шумов дифференциальный каскад ИМС не используется (выводы *2* и *13* — второй канал — соединены с общим проводом), а магнитная головка подсоединена к ее входу непосредственно, без переходного конденсатора (из-за возрастания реактивного сопротивления последнего на НЧ увеличивается шумовая составляющая, обусловленная током базы входного каскада). Напряжения смещения, необходимые для реализации непосредственного подключения головки к ИМС, снимаются с движков подстроечных резисторов *R5*, *R6* и подаются в цепи эмиттеров транзисторов ее входных каскадов. Напряжение, поступающее на эти резисторы, стабилизировано стабилитроном *VD1*. Постоянная времени коррекции τ_1 определяется номиналами элементов *R2C6*, постоянная времени τ_2 — номиналами элементов *R3C6* (см. гл. VI, п. 9). Коррекция АЧХ в области высших частот осуществляется настройкой колебательного контура, образованного магнитной головкой и конденсатором *C1*, на частоту 20 кГц. При налаживании подстроечными резисторами *R5* и *R6* на выводах *7* и *8* (второй канал) устанавливают напряжение, равное половине напряжения питания (+10 В), и корректируют АЧХ подбором конденсаторов, подключенных параллельно секциям магнитной головки.

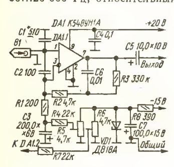


Рис. XI.16. Схема одного из каналов усилителя воспроизведения на ИМС К548УН1А.

2.5. Усилитель воспроизведения с повышенной помехозащищенностью [9]

Большой коэффициент усиления УВ в области НЧ и малый уровень сигнала, снимаемый с головки воспроизведения (ГВ), требуют специальных мер по снижению помех от наводок до допустимого уровня: экранирования ГВ, УВ и подводящих проводов, поиска точки подсоединения общего провода к шасси и т. п. Этих мер недостаточно

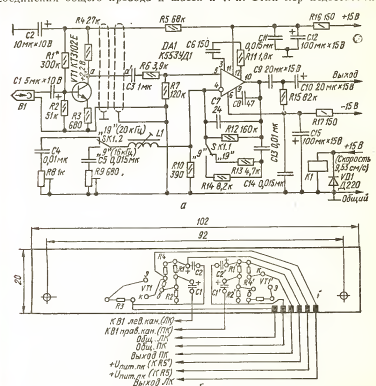


Рис. XI.17. Схема (*а*) и плата (*б*) усилителя воспроизведения с повышенной помехозащищенностью.

в условиях большого города. Предлагаемый способ опробован на магнитофоне-приставке «Маяк-202», он позволяет снизить уровень помех на 14 дБ по сравнению с первоначальным, схема УВ при этом не изменяется. Напряжение помех измеряется милливольтметром В3-38 на выходе УВ. Сущность способа — в выделении первого каскада УВ в отдельный узел, размещаемый в непосредственной близости от ГВ. Усилитель (рис. XI.17,*а*) состоит из входного линейного каскада на БТ *VT1* и каскада на ОУ *DA1*, охваченного частотно-зависимой ООС. Плата линейного (вынесенного) усилителя (ее чертеж для стереофонического варианта показан на рис. XI.17,*б*) закрепляется на шасси ЛПМ деталями вниз на местс переходных колодок. При необходимости

плату помещают в экран, хотя при испытаниях образца это не понадобилось.

По соединительному кабелю *а—а'* (рис. XI.17,*а*) поступает сигнал уровнем 15...25 мВ вместо 0,3...0,5 мВ, поэтому относительный уровень тех же помех, наводимых на кабель длиной 300 мм, уменьшается в число раз, равное коэффициенту усиления каскада на БТ *VT1*. Одновременно провода, соединяющие ГВ со входом УВ, значительно укорочены (30...40 мм), что объясняет выигрыш в отношении сигнал/помеха, равный 14 дБ. Описанный способ уменьшения наводок целесообразно применять в магнитофонах со сквозным каналом и магнитофонах-проигрывателях («Плейерах»), т. е. в аппаратах, рассчитанных только на воспроизведение фонограмм, поскольку неизбежная в случае универсального тракта коммутация сведет на нет все его достоинства.

2.6. Предусилитель-корректор для электропроигрывателя «Вега-106-стерео» [32]

Предусилитель позволяет существенно улучшить параметры электропроигрывателя, не требуя замены (или перемотки) трансформатора его питания, а также снизить интермодуляционные искажения и избежать перегрузки усилителя мощности. АЧХ предлагаемого предусилителя

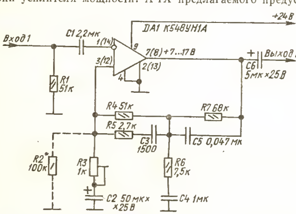


Рис. XI.18. Схема предусилителя-корректора для «Веги-106-стерео».

(рис. XI.18) сформирована в соответствии с ГОСТ 7893—79 и стандартом RIAA—78. Отклонение от указанных норм не превышает 1 дБ при использовании в частотозадающих цепях элементов с допуском на номиналы не более ± 5 %. В корректоре, собранном на ИМС К548УН1А (в скобках на схеме указаны номера выводов второго канала), использованы постоянные резисторы МЛТ-0,125 и подстроечный резистор СП3-9а, конденсаторы К50-6 (*С2, С6*), КМ-6 (*С1, С4*) и КМ-5 (остальные). Испытания показали, что при использовании конденсаторов группы Н30 с повышением температуры от +20 до +40 °С коэффициент усиления на частоте 1 кГц увеличился на 0,5 дБ, а отклонение его АЧХ от исходной в диапазоне ЗЧ не превысило 1,5 дБ. Для работы в устройстве пригодны любые конденсаторы с ненормируемым ТКЕ вплоть до группы Н90 (отклонение АЧХ при изменении температуры в этом случае увеличится до 2...3 дБ). Питание предусилителя — от

выпрямителя электропроигрывателя через параметрический стабилизатор, обеспечивающий выходное напряжение 24 В, емкость конденсатора фильтра 500 мкФ.

Налаживание корректора сводится к проверке напряжения на выводах *7* (*8*) ИМС *DA1*. При его отличии от указанного на схеме следует дополнительио устаиовить резисторы *R2* (*R2'* — второй канал). Требуемый коэффициент усиления каналов предусилителя-корректора на частоте 1 кГц примерно 40 дБ, его устанавливают переменными резисторами *R3* (*R3'* — второй каиал).

2.7. Предусилитель-корректор для магнитного звукоснимателя на операционном усилителе К153УД2 [23]

Основные технические характеристики: коэффициент усиления 38 дБ на частоте 1000 Гц; отношение сигнал/шум (невзвешенное; см. гл. XI, п. 1.12) 61 дБ при входном сигнале 2,5 мВ и модуле полиого сопротивления головки $z_г = 2{,}2$ кОм; коэффициент гармоник 0,06 % при выходиом напряжении 1 В в диапазоне частот 20...20 000 Гц; входное сопротивление 47 кОм; выходное — 0,5 кОм.

Требуемая АЧХ устройства формируется охватывающей ОУ *DA1* (рис. XI.19) цепью частотно-зависимой ООС, состоящей из резисторов *R3*, *R4'*, *R4"*, *R5'*, *R5"* и конденсаторов *C2*, *C3*. При необходимости иоминалы этих элементов с достаточной точностью можно рассчитать, пользуясь формулами: $R5 = (K_0 - 1)\,R3/1{,}2$; $C2 = 1/(2\pi f_в R5)$; $C3 = 1/(2{,}4\pi f_с R5)$; $R4 = 3180/C3$; $C1 \geqslant 159 \cdot 10^{-3}/(f_н R3)$, где K_0 — требуемый коэффициент усиления на частоте 1 кГц; $f_н$, $f_с$, $f_в$ — частоты сопряжения со стандартной АЧХ, соответственио равные 20, 500 и 2120 Гц; сопротивления резисторов в омах, емкости конденсаторов в фарадах, частоты в герцах. При расчете задаются значением K_0 и сопротивлением резистора *R3*. Резисторы *R4* и *R5* либо подбирают с помощью омметра из резисторов ближайших номиналов, либо составляют из двух резисторов с допускаемым отклонением сопротивлеиий от номиналов ± 5 %. В последнем случае, если допуск на номиналы конденсаторов такой же, отклонение АЧХ от стандартной не превышает ± 1 дБ.

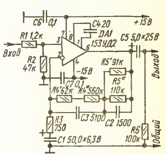


Рис. XI.19. Схема предусилителя-корректора для магнитного звукоснимателя на ОУ К153УД2.

В устройстве можио использовать резисторы типа МЛТ, конденсаторы К50-6 (*C1*, *C5*), КМ-5, КМ-6. С целью уменьшения деформации АЧХ при изменении температуры окружающего воздуха необходимо в частотозадающей цепи применить конденсаторы с нормируемым ТКЕ (групп М47, М75, М750, М1500) (см. гл. II). При использовании рекомендованных деталей корректор не требует налаживания.

2.8. Предусилитель-корректор для магнитного звукоснимателя на интегральных микросхемах К548УН1А [23]

Такой предусилитель за счет применения во входных ИМС каскада малошумящих транзисторов отличается большим отношением сигнал/шум, а из-за наличия в ней встроенного стабилизатора напряжения

позволяет использовать для питания источник с относительно большими пульсациями.

Основные технические характеристики: коэффициент усиления 40 дБ на частоте 1000 Гц; отношение сигнал/шум (невзвешенное; см. гл. XI, п. 1.12) не менее 70 дБ; коэффициент гармоник 0,05 %; входное сопротивление 300 кОм, выходное — не более 1 кОм. Принципиальная схема одного из каналов стереофонического предусилителя-корректора содержит девять пассивных элементов (рис. XI.20, в скобках указаны номера выводов интегрального усилителя второго канала ИМС). С целью снижения собственных шумов из каждой пары транзисторов входных ДУ использован только один транзистор, базы неиспользованных (выводы ИМС *2* и *13*) соединены с общим проводом. АЧХ устройства формируется цепью ООС *R3R4C5C3C2R1*. Резистор *R2** позволяет изменять режим усилителя по постоянному току и устанавливается по необходимости, резистор *R5* предотвращает самовозбуждение устройства. Подстроечным резисторами *R6* и *R6'* (в другом канале) подбирается требуемое выходное напряжение и балансируются каналы предусилителя при налаживании. Высокое входное сопротивление позволяет использовать данный предусилитель практически с любой магнитной головкой звукоснимателя. В частности, головка, в паспортных данных которой оговорены входные емкость (с ней обмотка головки образует резонансный контур, компенсирующий спад АЧХ в области ВЧ) и сопротивление предусилителя-корректора, подключается к его входу вместе с соответствующими конденсатором и резистором. Высококачественные головки (с малыми потерями на ВЧ рабочего диапазона) применяются без дополнительной коррекции.

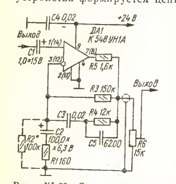


Рис. XI.20. Схема предусилителя-корректора для магнитного звукоснимателя на ОУ К548УН1А.

При конструировании в случае отсутствия деталей с указанными на схеме номиналами в частотозадающих цепях можно применять другие, рассчитав их номиналы по формулам, связывающим постоянные времени τ_1, τ_2 и τ_3 стандартной АЧХ (см. гл. VI, п. 9) с параметрами элементов цепи частотно-зависимой ООС: $\tau_1 = R4C5 = 75$ мкс; $\tau_2 = R4\,(C3 + C5) = 318$ мкс, $\tau_3 = (R3 + R4)\,C3 = 3180$ мкс. Для получения в этом случае требуемого коэффициента усиления на частоте 1 кГц сопротивление резистора *R1* необходимо изменить пропорционально новым значениям сопротивлений резисторов *R3* и *R4*. Следует учитывать, что увеличивать их более чем в 1,5 раза нежелательно, так как резистор *R3* влияет на режим работы ИМС по постоянному току. Для питания предусилителя пригоден любой двухполупериодный выпрямитель с выходным напряжением 24...26 В и фильтрующими конденсаторами на выходе емкостью 500...1000 мкФ. При использовании в частотозадающих цепях деталей с допусками отклонений от указанных на схеме номиналов не более ± 5 % налаживание устройства сводится к проверке режима работы ИМС по постоянному току. Если необходимо, подбирают резисторы *R2** и *R2*'* (второй канал) до получения на выходе постоянного напряжения в пределах +7...+17 В и установки номинальных выходных напряжений каналов при воспроизведении измерительной грампластинки (например, ИЗМ33С-0202/4—1).

2.9. Предусилитель-корректор для магнитного звукоснимателя высокого качества [23]

Предусилитель спроектирован на основе разработки японской фирмы «Кенвуд».

Основные технические характеристики: коэффициент усиления 42 дБ на частоте 1000 Гц; отношение сигнал/шум 82 дБ (измеренное при входном напряжении 5 мВ на частоте 1 кГц со взвешивающим фильтром, имеющим АЧХ вида МЭК-А, см. гл. XI, п. 1.12); коэффициент гармоник не более 0,01 % при номинальном выходном напряжении; перегрузочная способность 30 дБ; модуль полного входного сопротивления 48 кОм на частоте 1 кГц; входная емкость 26 пФ; минимальное сопротивление нагрузки 5 кОм; максимальная емкость нагрузки 2000 пФ. Принципиальная схема одного из каналов этого устройства показана на рис. XI.21. С целью существенного уменьшения собственных шумов входные каскады выполнены на ПТ с $p-n$-переходом, шумы которых практически не зависят от сопротивления источника сигнала. Усилитель содержит два ДУ (*VT1*, *VT2* и *VT3*, *VT4*) и оконечный каскад (*VT5*), нагруженный на источник тока (*VT6*, *VD7*, *VD8*). Коэффициент усиления без ООС — около 110 дБ, линейность АХ усилителя обеспечивает коэффициент гармоник при выходном напряжении 20 В не более 0,03 %. АЧХ его отличается от АЧХ других аналогичных устройств тем, что она формируется не тремя, а пятью *RC*-цепями с постоянными времени $\tau_1 = R12C7 = 75$ мкс, $\tau_2 = (R12 + R14)\ C9 = 318$ мкс, $\tau_3 = R15C9 = 3180$ мкс, $\tau_4 = R14C8 = 7950$ мкс и $\tau_5 = R13C7 = \tau_{вх} = L_г/R_{вх}$ (здесь $L_г$ — индуктивность головки звукоснимателя; $R_{вх}$ — модуль полного входного сопротивления предусилителя-корректора). Цепь *R14C8* формирует спад АЧХ на самых низких частотах начиная с 31 Гц, ослабляя уровень помех от вибраций механизма привода проигрывателя. Цепь *R13C7* выполняет те же функции, что и входной контур $L_г C_{вх} R_г$, но в отличие от него не создает искажений переходной характеристики тракта в области малых времен, проявляющихся в искажении тембра

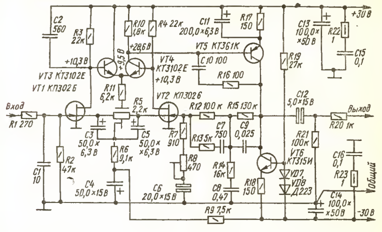


Рис. XI.21. Схема предусилителя-корректора для магнитного звукоснимателя высокого качества.

звучания музыкальных инструментов с «жесткими» атакой и затуханием звука. Сопротивление резистора $R13$ в омах выбирают из формулы: $R13 = L_г/(R_{вх}C7) = 2{,}8 \cdot 10^4 L_г$. Индуктивности наиболее распространенных головок звукоснимателей: ГЗМ-003, ГЗМ-103 — 0,74...0,78 Гн; ГЗМ-005, ГЗМ-105 — 0,48...0,55 Гн; ГЗМ-008 «Корвет» — 0,5...0,55 Гн; ГЗУМ-73С — 0,35...0,4 Гн; ADCQLM30 — 1,3...1,35 Гн; Empire 2000 — 0,25...0,28 Гн; Shure M44MB — 0,67...0,72 Гн; Shure M95EJ — 0,7...0,74 Гн; Shure V-15-IV — 0,7...0,72 Гн; Tenorel MF-100 — 1,2...1,28 Гн.

Фильтр НЧ *R1C1* устраняет проникание на вход сигналов, наводимых на тонарм и соединительные провода полями местных радиостанций, конденсатор *C2* и цепь *R16C10* предотвращают самовозбуждение на ВЧ, цепи *R22C15* и *R23C16* компенсируют индуктивность проводов питания и конденсаторов *C13*, *C14*, улучшая переходную характеристику усилителя в области малых времен и переходное затухание между каналами на ВЧ. В области НЧ (малых времен) улучшение переходной характеристики достигается применением непосредственной связи как с головкой звукоснимателя, так и между каскадами предусилителя.

При конструировании применены резисторы СП3-16 (*R5*, *R8*), МОН-0,5 (*R22*, *R23*), МЛТ (остальные), конденсаторы К50-6, КМ-5, КМ-6, КС0, КТ. Допустимое отклонение от номиналов резисторов *R2*—*R4*, *R12*—*R15* и конденсаторов *C7*—*C9* — не более ± 5 %, остальных элементов ± 20 %, электролитических конденсаторов —20...+80 %.

Вместо указанных на схеме в первом каскаде можно использовать другие транзисторы серии КП302, а также серий КП303, КП307, подобрав из них пару с начальными токами стока, различающимися не более чем на 25 %, и напряжениями отсечки, отличающимися не более чем на 0,5 В. Во втором каскаде можно применить транзисторы серий КТ342, КТ373 (А, Б, Г), в третьем — КТ203А, КТ502Г—КТ502Е, КТ361В—КТ362Е (*VT5*) и КТ601А, КТ503Г—КТ503Е, КТ315В—КТ315К (*VT6*). При использовании транзисторов серий КТ315, КТ361 напряжение питания необходимо снизить до ± 20 В. В качестве диодов *VD7*, *VD8* можно использовать любые кремниевые маломощные (Д219, Д220, Д223, КД503 и т. п.). Для питания предусилителя-корректора необходим двуполярный источник с выходным напряжением ± (25...30) В и напряжением пульсаций не более 5 мВ.

Налаживание устройства сводится к установке подстроечным резистором *R5* нулевого (по отношению к общему проводу) напряжения на коллекторах БТ *VT5*, *VT6* и балансировке каналов подстроечными резисторами *R8* и *R8'* (в другом канале) при проигрывании измерительной или любой монофонической грампластинки.

2.10. Предусилитель-корректор с подавителем помех вибраций диска на сдвоенном малошумящем операционном усилителе К157УД2 [23]

По основным техническим характеристикам, кроме перегрузочной способности, такой предусилитель почти не уступает предыдущему варианту, отличается меньшим числом деталей и простотой схемы (рис. XI.22). Запас по перегрузке относительно сигналов, записанных с номинальной колебательной скоростью, равной для стереофонических грампластинок 7 см/с, составляет 20 дБ, с максимальной — 10 см/с — 17 дБ. При проигрывании некоторых зарубежных пластинок, на которых отдельные пики сигнала записаны со скоростью 50 см/с (такие записи встречаются редко), запас по перегрузке уменьшается

до 2,5 дБ. АЧХ каналов предусилителя формируется *RC*-цепями с такими же постоянными времени, что и в предыдущем варианте (рис. XI.21). В данном случае $\tau_1 = R4C5$; $\tau_2 = R4R7\ (C6 + C7 + C8)\ /\ (R4 + R7)$; $\tau_3 = R6\ (C6 + C7 + C8)$; $\tau_4 = R7C9$; $\tau_5 = R5C5 = \tau_{вх} = L_г R_{вх}$, где $L_г$ — индуктивность головки, $R_{вх}$ = 47 кОм. Последнее соотношение не учитывает подъема АЧХ на ВЧ из-за механического резонанса подвижной системы большинства магнитных головок (у головок ГЗМ-103, ГЗМ-105 он может достигать

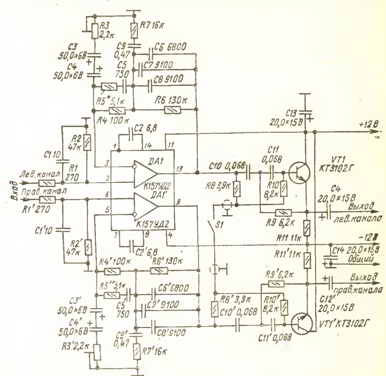


Рис. XI.22. Схема предусилителя-корректора с подавителем помех вибраций диска на сдвоенном малошумящем ОУ К157УД2.

6...8 дБ), поэтому на практике сопротивление резистора *R5* иногда уменьшают. Назначение ФНЧ *R1C1* и *R1'C1'* — то же, что и в предыдущем варианте (гл. XI, п. 2.9), подстроечные резисторы *R3* и *R3'* служат для установки номинального выходного напряжения и балансировки каналов. Двухканальный фильтр, выполненный на БТ *VT1* и *VT1'*, ослабляет помехи от вибраций подавлением противофазных составляющих сигнала на частотах ниже 200 Гц, возникающих из-за превалирующей вертикальной составляющей помех вибрации механизма привода диска. Каждый из каналов фильтра представляет собой АRСФ ВЧ с частотой среза 200 Гц. При замкнутых контактах выключателя *S1* противофазные составляющие, частота которых ниже 200 Гц, взаимно компенсируются, и помехи механизма привода на частотах

25, 50 и 100 Гц ослабляются соответственно на 32, 20 и 10 дБ. Компенсация противофазных СЧ и ВЧ составляющих стереосигнала исключена наличием ФВЧ (стереоэффект появляется на частотах выше 400 Гц). При разомкнутых контактах выключателя *S1*, что целесообразно при работе с высококачественным проигрывателем, элементы фильтров *C10*, *C11*, *R9* и *C10'*, *C11'*, *R9'* шунтируются соответственно резисторами *R8*, *R10* и *R8'*, *R10'*, и каскады на БТ *VT1* и *VT1'* превращаются в обычные повторители, не влияющие на АЧХ тракта.

Вместо указанных на схеме в подавителе помех можно использовать БТ КТ3102Е, КТ342Г.

При использовании в частотозадающих цепях предусилителя и подавителя помех резисторов и конденсаторов с допускаемым отклонением от номиналов не более ± 5 % налаживание устройства состоит в установке подстроечными резисторами *R3* и *R3'* на выходах каналов номинальных напряжений, равных 630 мВ (соответствуют амплитуде колебательной скорости 7 см/с, чувствительности головки звукоснимателя 1,2 мВ · с/см и коэффициенту усиления на частоте 1 кГц, равному 38 дБ). При использовании измерительной пластинки ЭЗЗД-2088/3—1 с колебательной скоростью записи 5 см/с выходное напряжение устанавливают равным 460 мВ.

2.11. Предварительные усилители на интегральных микросхемах КР538УН3 [22]

Эти усилители обладают техническими характеристиками, отвечающими современным требованиям. КР538УН3 — малошумящий усилитель, рассчитанный на работу с низкоомными (сотни ом — единицы килоом) источниками сигнала, коэффициент усиления до 300 при полосе пропускания 3 МГц стабилизирован цепью внутренней ООС. При необходимости ООС может быть отключена (для этого соединяют между собой выводы *9* и *11* — рис. XI.23,*а*), тогда усиление возрастет до 3000, полоса сузится до 200 кГц. Приведенное ко входу нормированное напряжение шума при сопротивлении источника сигнала 500 Ом — 2 нВ · $Гц^{-1/2}$, номинальное напряжение питания 6 В.

Линейный усилитель (рис. XI.23,*а*) может быть использован в качестве предварительного в различных радиотехнических устройствах: магнитофонах, электрофонах, тюнерах, измерительных приборах и т. п.

Основные технические характеристики: диапазон его рабочих частот 10...100 000 Гц при неравномерности АЧХ на краях диапазона не более ± 1 дБ; относительный уровень шумов не хуже —78 дБ; максимальное неискаженное выходное напряжение не менее 1,6 В; коэффициент гармоник при амплитуде выходного сигнала 1В не превышает 0,15...0,2 %. Коэффициент усиления по напряжению может изменяться в пределах 150...500 (при уменьшении сопротивления подстроечного резистора *R1* он возрастает, а при увеличении снижается). Емкость конденсатора *C5* зависит от требуемой полосы рабочих частот усилителя, конденсаторы *C2*, *C3* устраняют паразитную связь по цепям питания, конденсатор *C1* развязывает ИМС от предшествующих цепей по постоянному току. Объединив два таких устройства, получают стереофонический предварительный усилитель ЗЧ. Для регулирования стереобаланса между выводами *9* микросхем включают переменный резистор сопротивлением 470 Ом, движок которого соединяют с общим проводом.

Усилитель воспроизведения (рис. XI.23,*б*) может быть использован в кассетных магнитофонах достаточно высокого класса. Назна-

чение конденсаторов $C1$—$C3$ здесь то же, что в линейном усилителе. Цепь $R1C5C6$ формирует необходимую АЧХ, а цепь $L1C4$ повышает усиление на частоте 12 500 Гц примерно на 3 дБ, что необходимо для нормальной работы усилителя совместно с унифицированными магнитными головками, выпускаемыми промышленностью. Уровень собственных шумов усилителя не хуже — 74...—76 дБ. Усилитель можно сделать компактным и разместить в непосредственной близости от магнитной головки, не принимая каких-либо мер для экранирования проводов и его самого. В случае удаления от головки усилитель помещают в экран из магнитомягкой стали или латуни, а для соединений используют экранированный провод.

Рис. XI.23. Схемы предварительных усилителей на ИМС КР538УН3: *а* — линейный; *б* — воспроизведения; *в* — малошумящий.

Малошумящий усилитель (рис. XI.23,*в*) был испытан при коэффициенте усиления, равном 5, и различных напряжениях источника питания. Для измерений использовались приборы: осциллограф С1-76, измеритель нелинейных искажений С6-5, генератор ГЗ-107, блок питания TP9253 (ВНР). Уровень шумов измерялся без взвешивающего фильтра (см. гл. XI, п. 1.12) с непрерывным контролем формы и частоты (1000 Гц) выходного сигнала по осциллографу. При напряжениях питания 6, 9 и 12 В и входном напряжении сигнала 4 мВ выходное напряжение, коэффициент гармоник и уровень шума составили соответственно: 0,72, 0,76 и 0,78 В; 0,5, 0,3 и 0,52 %; —80, —82 и —62 дБ. Усилитель при напряжении питания 9 В обеспечивает минимальный уровень шума, который практически невозможно измерить прибором С6-5 (минимальный предел прибора — 82 дБ). При напряжении питания 6 В $U_{вх.макс}$ = 0,3 В напряжение $U_{вых}$ = 1,5 В, при 12 В и $U_{вх.макс}$ = 0,5 В напряжение $U_{вых}$ = 2,5 В.

В описанных усилителях могут быть использованы конденсаторы типов К50-16, К50-6, К52-1, КМ-5Б, постоянные резисторы типа МЛТ. Переменный резистор регулятора стереобаланса для схемы, приведенной на рис. XI.23,*а*, может быть любого типа группы А. Требования к экранированию усилителя и сигнальных цепей уточняются в каждом случае конкретно, в зависимости от назначения и варианта исполнения усилителя.

2.12. Высококачественный предварительный усилитель [26]

Основные технические характеристики: номинальный диапазон частот 20...20 000 Гц по сигналу максимальной амплитуды; коэффициент гармоник 0,05 % в номинальном диапазоне частот; отношение сигнал/шум не менее 80 дБ; перегрузочная способность 15...20 дБ; номинальное входное напряжение 0,2 В. Принципиальная схема предварительного усилителя с регулятором тембра приведена на рис. XI.24,*а*. Входной ОУ *DA1* и БТ *VT1—VT4* образуют линейный усилитель, компенсирующий потери сигнала в регуляторе тембра (*R19—R26*, *C8—C11*). На ОУ *DA2* и транзисторах *VT5—VT8* собран развязывающий усилитель, выходной сигнал которого используется для записи на магнитофон. Общий коэффициент передачи усилителя с делителем *R10R11* равен 1,8...1,9. В мостовом регуляторе тембра по НЧ (*R25*) и по ВЧ (*R20*) резисторы *R19*, *R21* предотвращают монотонный подъем и спад АЧХ с ростом частоты (рис. XI. 24,*б*). При необходимости с помощью реле *K1* регулятор тембра можно исключить из тракта. Сигнал в этом случае снимают с делителя *R27R28*. Постоянная составляющая на выходе усилителей невелика и практически не снижает перегрузочной способности даже без балансировки ОУ и без конденсатора в «заземленной» ветви делителя ООС. Однако в случае необходимости на входе предварительного и на выходе развязывающего усилителей можно включить разделительные конденсаторы, изображенные на схеме штрихпунктирными линиями. Для нормальной работы регулятора тембра сопротивление нагрузки должно быть не менее 50 кОм; при использовании устройства УМЗЧ (см. гл. XI, п. 3.3) это требование выполняется.

Плата усилителя при его конструировании рассчитана на установку постоянных резисторов МЛТ-0,25 (*R7*, *R8*, *R16*, *R17* могут быть типа МОН-0,5), подстроечных резисторов СП4-1 в (*R4*), конденсаторов К53-1а, К53-18 (*C3*, *C4*), КМ-6б (*C1*, *C2*, *C5—C8*) и МБМ (*C9—C11*). Переменные резисторы *R20*, *R25* — сдвоенные любого типа группы Б. Вместо указанных на схеме можно использовать БТ КТ3107И, КТ313Б, КТ361В, КТ361К (*VT1*, *VT4*, *VT5*, *VT8*) и КТ312В, КТ315В (остальные). В развязывающем (*DA2*) усилителе допустимо применение ОУ К140УД8Б, К140УД8В, К544УД2. В качестве реле *K1* используется РЭС-60 (паспорт РС4.569.436), в качестве диода *VD1* — любой тип с обратным напряжением более 50 В. Для соединения платы с трактом использованы стандартные разъемы МРН14-1, номера их контактов указаны на схеме. При подключении устройства к УМЗЧ пассивный регулятор громкости (сдвоенный переменный резистор группы В сопротивлением 100 кОм) присоединяется между выходом (контакт 5/10) и входом УМЗЧ. Для регулирования стереобаланса используется еще один сдвоенный переменный резистор (100 кОм, группа А), включенный реостатом (его движок в каждом канале подсоединен к движку регулятора громкости, а один из выводов — ко входу УМЗЧ).

При налаживании коэффициент передачи усилителя с подключенным регулятором тембра устанавливают подстроечным резистором *R4*, а без него — подбором резистора *R27*. Ток, потребляемый устройством при двухканальном включении, не превышает 25...30 мА.

10(5) +15 В
C1 0,1мк
R5 5,1к
VT3
а
C3 68мк× ×30 В
VT1, VT4, VT5, VT8 КТ3101Б
VT2, VT3, VT6, VT7 КТ3102Б
VT1
Вход
12(3)
DA1 К574УД1А
R7 2
R9 330
C5 2×2,2мк
8(7)
R19 1,5к
C8 5600
C10 0,025мк
R24 4,3к
„НЧ"
R8 2
VT2
R2 1,8к
VT4
R28 24к
R20 22к
„ВЧ"
R23 2,2к
R25 22к
C11 1мк
R1 100к
R4 470
R3 10к
R6 5,1к
R27* 5,6к
R21 620
C9 0,022мк
R26 1к
13(2)
C2 0,1мк
б
6(9)
-15 В
C4 68мк× 30 В
R22 5,1к
а
4(11)
27 В
K1
3(12) +
C6 0,1мк
R14 5,1к
VT5
VT7
VD1 КД522Б
Выход
R10 470к
5(10)
DA2 К140УД8А
R16 2
R18 1к
2
Выход
(13)
на запись
VT6
R17 2
VT8
R11 68к
R12 1к
R13 12к
R15 5,1к
б
1, 7, 11, 14 Общий
(1, 4, 8, 14)
C7 0,1мк
а

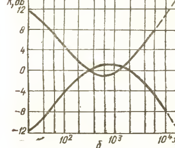


Рис. XI.24. Схема высококачественного предварительного усилителя (а) и его АЧХ (б).

3. Высококачественные усилители мощности звуковых частот

3.1. Усилитель мощности на интегральных операционных усилителях с высоким быстродействием и встроенной коррекцией [28]

Устройство отличается простотой и надежностью, работает без предварительного усилителя. Применение в его выходном каскаде мощных транзисторов с высоким значением коэффициента передачи тока, допустимой мощности рассеяния и коллекторного тока позволило свести к минимуму число дискретных элементов и обойтись без устройства электронной защиты при коротком замыкании в нагрузке. В усилителе устранено влияние напряжения смещения выходных транзисторов на нагрузку, чем увеличен запас гарантированного значения коэффициента гармоник; отсутствуют искажения, обусловленные уменьшением полного входного сопротивления громкоговорителя на отдельных частотах воспроизводимого диапазона частот.

Основные технические характеристики: входное напряжение 0,775 В; входиое сопротивлеиие 5 кОм; номинальная выходная мощность 25...30 Вт при сопротивлении нагрузки 4 Ом и 25...40 Вт при сопротивлении нагрузки 8 Ом; номинальный диапазон частот 20... ...20 000 Гц; коэффициент гармоник не более 0,03 % в диапазоне частот 30...15 000 Гц; относительный уровень шумов в номинальном диапазоне частот не более —95 дБ.

Функции каскадов предварительного усиления сигнала по напряжению выполняют работающие в противофазе ОУ *DA1* и *DA2* (рис. XI.25), первый из которых охвачен последовательной (*R7*, *R3*), а второй — параллельной (*R8*, *R5*) ООС. Выходной каскад собран на БТ *VT2*, *VT3*. Напряжение смещения для него обеспечивается генератором тока на ПТ *VT1*, исключающим влияние нестабильности напряжения источника питания (—15 В) на ток покоя выходных транзисторов. Температурная стабилизация тока покоя достигается применеиием терморезистора *R10*, имеющего тепловой контакт с теплоотводом одного из транзисторов выходного каскада. Диоды *VD1* и *VD2* ограиичивают отрицательное закрывающее напряжение (база — эмиттер) этих транзисторов на безопасном уровне. Высокая степень подавления пульсаций и помех ОУ и выходным каскадом позволила использовать для их питания нестабилизированные источники напряжения, в результате чего появился резерв мгновенной (пиковой) мощности, значительно превышающей номинальную выходную мощность усилителя. При сопротивлении нагрузки 4 Ом для получения выходной мощности 25 Вт напряжение источников питания должно составлять ± 20 В, потребляемый ими ток — 1,1 А, для получения на выходе 50 Вт — соответственно ± 27 В и 1,6 А. При сопротивлении нагрузки 8 Ом для мощности 25 Вт нужен источник ± 27 В, он должен быть рассчитан на ток 0,8 А, для мощности 40 Вт соответственно ± 32 В и 1 А.

Усилитель мощности целесообразно смонтировать на плате из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм, разместив со стороны печатных проводников игольчатые теплоотводы из алюминиевого сплава (55 × 70 × 35 мм) с транзисторами *VT2*, *VT3* и терморезистором *R10*, с другой — все остальные детали. К внешним цепям усилитель подключают с помощью разъема МРН-22-1.

Вместо элементов БТ КТ827Б можно использовать КТ827А и КТ827В, вместо ПТ КП303Е—КП303Г или КП303Д, вместо ОУ К140УД11 — другие (с соответствующими цепями коррекции), однако

при этом может значительно возрасти коэффициент гармоник на ВЧ. Диоды *VD1* и *VD2* — кремниевые любого типа. Терморезистор *R10* (КМТ-17-В) можно заменить на любой другой, подобрав резистор *R11* для сохранения прежнего режима стабилизации.

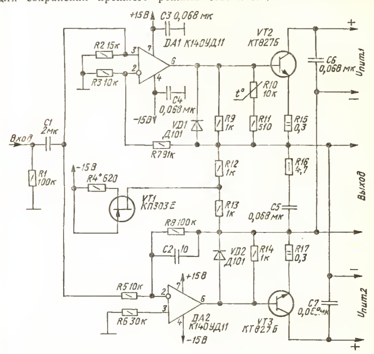


Рис. XI.25. Схема усилителя на ОУ с высоким быстродействием.

В усилителе использованы постоянные резисторы МЛТ, их сопротивления не должны отличаться от указанных на схеме более чем на ± 5 % (*R3*, *R5*, *R7*, *R8*) и ± 20 % (все остальные). Резисторы *R15*, *R17* — безындукционные (несколько параллельно включенных резисторов МЛТ или МОН). Конденсаторы *C5*, *C3*, *C6*, *C7*, шунтирующие источники питания, должны иметь малую собственную индуктивность (КМ или КЛС), остальные конденсаторы — любого типа.

Налаживание сводится к подбору резистора *R4* до получения тока покоя БТ выходного каскада в пределах 100...200 мА (бо́льшему сопротивлению соответствует меньший ток покоя).

3.2. Высоколинейный термостабильный усилитель звуковых частот [10]

Основные технические характеристики: номинальный диапазон частот 20...20 000 Гц; максимальная выходная мощность 100 Вт при сопротивлении нагрузки 4 Ом; коэффициент гармоник не более 0,015 % при выходной мощности до 60 Вт во всем диапазоне частот; номинальное выходное напряжение 1 В; относительный уровень шумов —100 дБ. Входной каскад (рис. XI.26) на высокоскоростном ОУ *DA1* обеспе-

чивает основное усиление по напряжению. Для лучшего согласования ОУ с выходным каскадом базы БТ *VT3* и *VT4* соединены вместе, а напряжение смещения, снимаемое с диодов делителя *R16*, *VD5—VD8*, *R17*, подается на эмиттеры этих транзисторов. Одновременно диоды *VD5—VD8* компенсируют нестабильности напряжений база — эмиттер БТ *VT3*, *VT4*, *VT11*, *VT12* при изменении температуры окружающей среды. Выходной каскад охвачен местной ООС глубиной 35... ...40 дБ, которая получена за счет увеличения коэффициента усиления каскада на БТ *VT3* и *VT4* шунтированием резисторов в цепях их эмиттеров конденсаторами *C10* и *C11*. Параллельно резисторам *R22* и *R25* включены диоды *VD13* и *VD14*, увеличивающие коэффициент

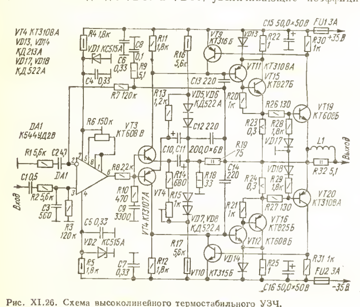


Рис. XI.26. Схема высоколинейного термостабильного УЗЧ.

усиления составных транзисторов при повышенной амплитуде выходного напряжения, тем самым уменьшающие амплитуду напряжения на конденсаторах *C10*, *C11*, что позволяет сохранить достаточно линейной амплитудную характеристику выходного каскада. Применение диодов *VD13* и *VD14* улучшает термостабильность тока покоя выходных транзисторов, так как позволяет увеличить сопротивление резисторов *R22* и *R25* до 1 Ом, одновременно уменьшив падение напряжения на них в режиме покоя до 250...300 мВ. Несмотря на то что эмиттерная нагрузка выходных составных транзисторов нелинейна, коэффициент гармоник усилителя не возрастает, поскольку суммарная глубина ООС, охватывающей транзисторы выходного каскада, остается постоянной независимо от того, открыты или закрыты диоды *VD13* и *VD14*. Транзисторы *VT9*, *VT10* и *VT19*, *VT20* участвуют в защите выхода УЗЧ от короткого замыкания в нагрузке. Конденсаторы *C13* и *C14* — корректирующие, они снижают частоту среза каскада на составных транзисторах до 20 кГц, обеспечивая запас устойчивости выходного каскада 10...12 дБ при полосе пропускания 1,2...2 МГц. Усилитель охвачен общей ООС с глубиной 40 дБ на частоте 20 кГц,

причем с понижением частоты глубина общей ООС увеличивается. Между выходом ОУ и выходным каскадом включен частотно-зависимый делитель *R8R10C9*, который, не уменьшая глубины ООС в номинальном диапазоне частот, снижает частоту среза всего усилителя до 300...500 кГц, чем обеспечивает запас устойчивости по цепи общей ООС примерно 10...15 дБ. Полоса пропускания УЗЧ в режиме максимальной мощности 60 кГц, что свидетельствует об отсутствии динамических искажений в номинальном диапазоне частот. Фильтр *R2C3* предохраияет вход УЗЧ от высокочастотных помех.

Все детали УЗЧ, кроме БТ *VT15* и *VT16*, закрепленных на теплоотводах для рассеивания мощности 30 Вт, размещены на печатной плате. Катушка *L1* представляет собой слой провода диаметром 0,8 мм, намотанный на всю длину корпуса резистора *R32*. Транзисторы КТ825Б и КТ827Б можно заменить составными парами, напрнмер, КТ814Г, КТ818Г и КТ815Г, КТ819Г, вместо БТ КТ608Б использовать КТ342Г, КТ646А, вместо БТ КТ3108А—КТ644А, КТ644Б, КТ639Г, КТ639Д, во втором каскаде вместо БТ КТ608В—КТ3102А, КТ3102Б, КТ315Г, вместо БТ КТ3107А—КТ3107И, КТ313Б, КТ361Г. В устройстве защиты (*VT9*, *VT10*) можно применять любые высокочастотные кремниевые транзисторы, вместо диодов КД522А — диоды Д220, КД503, вместо каждого стабилитрона КС515А — два стабилитрона с общим напряжением стабнлизации 15...17 В, вместо ИМС КД544УД2 — ОУ К574УД1. Заменять конденсатор *C1* электролитическим не рекомендуется из-за опасности увеличения коэффициента гармоннк.

Налаживание УЗЧ проводят в следующем порядке: подстроечным резистором *R6* устанавливают нулевое напряжение иа выходе, затем резистором *R15* — ток покоя БТ оконечного каскада в пределах 250...300 мА. Питание УЗЧ от нестабилизированного источника, обеспечивающего выходной ток не менее 1,5 А.

3.3. Высококачественный усилитель мощности для звуковоспроизводящего комплекса [27]

Основные техннческие характеристнки: диапазон воспроизводимых частот не уже 20...20 000 Гц при выходном напряжении, соответствующем номинальной выходной мощности; коэффициент гармоник не более 0,05 % в этом диапазоне; скорость нарастания выходного напряжения не менее 5,5 В/мкс; переходная характеристика гладкая, без выбросов; ФЧХ линейная во всем диапазоне частот; номинальная выходная мощность 2 × 50 Вт, максимальная 2 × 70 Вт на нагрузке сопротивлением 4 Ом; верхняя граница днапазона частот 50 кГц при максимальной амплнтуде выходного сигнала, отношение сигнал/шум (невзвешенное; см. гл. XI, п. 1.12) 80 дБ; номинальное входное напряжение 0,2 В.

Для улучшения симметрии усилителя (рис. XI.27) выходной каскад выполнен на комплементарной паре транзисторов КТ827А (*VT9*) и КТ825Г (*VT10*), так как параметры устройства улучшаются с ростом коэффициента передачи $h_{21э}$. По этой же причине в оконечном каскаде линейного усилителя (*VT5*) также применен БТ КТ825Г. Для уменьшения нелинейных искажений типа «ступенька» между базами транзисторов *VT9* и *VT10* включены диоды *VD5* и *VD6*, при этом обеспечивается достаточно надежное закрывание транзисторов выходного каскада в отсутствие сигнала. Во входной цепи в качестве сигнального использован неинвертирующий вход ОУ *DA1* для увеличения входного сопротивлення (100 кОм). Для предотвращения щелчков в громкоговорителях, обусловленных переходными процессами

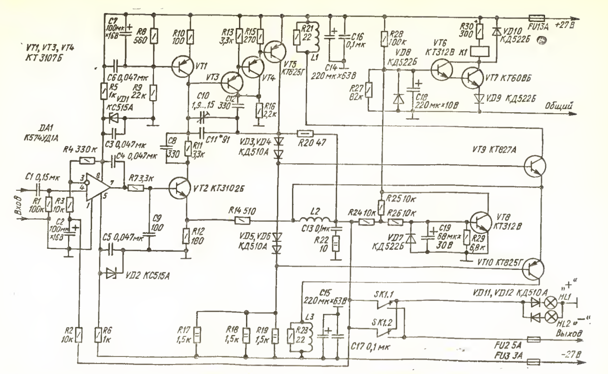


Рис. XI.27. Схема высококачественного усилителя мощности для звуковоспроизводящего комплекса.

при включении питания, а также для защиты их звуковых катушек от постоянного напряжения при выходе из строя усилителя или источников питания применено простое устройство (*VT6—VT8*), используемое в промышленном усилителе «Бриг-001»: при срабатывании устройства загорается одна из ламп *HL1*, *HL2*, сигнализируя о наличии на выходе постоянного напряжения той или иной полярности. Для уменьшения проникания сигнала во второй канал каждый из каналов усилителя рекомендуется питать от отдельного двуполярного стабилизированного источника.

При конструировании усилителя применены детали следующих типов: постоянные резисторы — МЛТ, конденсаторы — КМ-6б (*C1*, *C3*, *C6*, *C8*, *C9*, *C11*, *C12*, *C16*, *C17*), МБМ (*C13*), К50-29 (*C14*, *C15*), К53-16 (*C18*, *C19*), К53-18 (*C2*, *C7*), подстроечные конденсаторы КТ2-19, реле РЭС-48А (паспорт РС4.590.201 (*K1*)). Катушки изготовлены иамоткой провода ПЭВ-2 1,0 на каркасы диаметром 10 мм и содержат: *L1* и *L3* — по 50 витков (индуктивность 5...7 мкГн), *L2* — 30 витков (3 мкГн). Вместо указанных на схеме можно использовать ОУ К574УД1Б, К574УД1В, К544УД2, а также (при некотором ухудшении параметров) К544УД1 и К140УД8А—К140УД8В. Вместо указанных на схеме можно применить транзисторы КТ312В, КТ373А (*VT2*), КТ3107В, КТ3107И, КТ313Б, КТ361В, КТ361К (*VT1*, *VT3*, *VT4*), КТ315В (*VT6*, *VT8*), КТ801А, КТ801Б (*VT7*). Каждый из БТ КТ825Г можно заменить составными БТ: КТ814В, КТ714Г + КТ818В, КТ818Г, а КТ827А — составным транзистором КТ815В, КТ815Г + + КТ819В, КТ819Г. В качестве диодов *VD3—VD6*, *VD11—VD12* могут быть любые кремниевые с максимальным прямым током не менее 100 мА, *VD7—VD10* — то же, но с максимальным током не менее 50 мА. При отсутствии стабилитронов КС515А допустимо использовать соединенные последовательно стабилитроны Д814А, Д814Б или КС175А.

При налаживании подбирают резистор *R30* по надежному срабатыванию реле *K1* через несколько секунд после включения питания, а также суммарную емкость конденсаторов *C10*, *C11* — по минимуму нелинейных искажений на частоте 20 кГц.

3.4. «Параллельный» усилитель в усилителе мощности звуковой частоты [1]

Усилитель позволяет при хорошей термостабильности тока покоя обойтись без традиционных для двухтактных выходных каскадов, работающих в классе АВ, тщательного подбора термокомпенсирующей цепи и регулировки тока покоя. Оконечный каскад УМЗЧ (рис. XI.28,*а*) представляет собой «параллельный» усилитель (транзисторы *VT9—VT12*). Улучшение АХ достигнуто применением цепей *R13—R15C5* и *R16—R18C6*, выполняющих функции генераторов стабильного тока в базовых цепях БТ *VT11*, *VT12*. Напряжения на конденсаторах *C5* и *C6* практически не зависит от уровня сигнала и равны примерно 8 В, напряжения же на эмиттерных переходах транзисторов *VT11* и *VT12* изменяются в пределах от 0,5 до 1,5 В. Поэтому ток, например через резистор *R15*, практически постоянен и в зависимости от амплитуды сигнала лишь перераспределяется между эмиттером БТ *VT19* и базой *VT11*. Если исключить конденсаторы *C5* и *C6*, то уровень ограничения уменьшится с ± 24 до ± 12 В, а коэффициент гармоник еще не ограниченных сигналов возрастет примерно в 10 раз.

Основные технические характеристики оконечного каскада: выходная мощность 25 Вт на нагрузке 8 Ом; входное напряжение 15 В; входное сопротивление 4 кОм; коэффициент гармоник 0,22 %; ток

покоя 0,25 А; постоянное напряжение на выходе в отсутствие сигнала 0,05 В.

Каскад можно использовать как функционально законченный узел для «умощнения» уже существующих УМЗЧ или в качестве око-

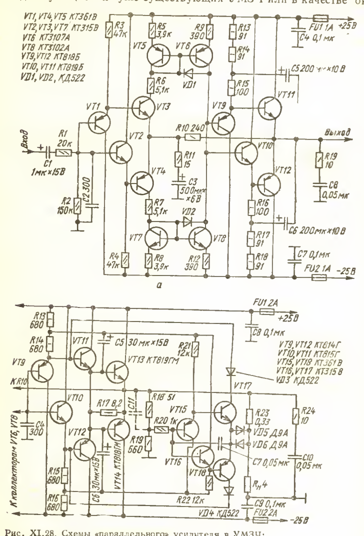


Рис. XI.28. Схемы «параллельного» усилителя в УМЗЧ:
а и *б* — варианты.

нечных каскадов усилителей в многополосной системе с разделением частот на ее входе.

Входной каскад на БТ *VT1*—*VT4* — тоже пример применения «параллельного» усилителя. Выходными сигналами являются не токи

эмиттеров БТ *VT3* и *VT4*, а токи их коллекторов, которые суммируются после каскадов, аналогичных «токовому зеркалу» (БТ *VT5* и *VT6*, *VT7* и *VT8*), с той разницей, что эти каскады дополнительно усиливают ток примерно в 10 раз. Точка соединения БТ *VT3* и *VT4* является входом для сигнала ООС, поступающего с низкоомного делителя напряжения *R10R11C3*. Глубина ООС около 30 дБ, поэтому усилитель не самовозбуждается без дополнительной коррекции АЧХ. Благодаря применению токоограничительных резисторов *R6* и *R7* сигнал на входе оконечного каскада при насыщении БТ *VT3* или *VT4* практически не отличается от уровня ограничения (около 21 В). Термостабильность оконечного каскада обеспечивается попарной установкой транзисторов *VT9*, *VT11* и *VT10*, *VT12* на теплоотводах, а входного — за счет достаточно малого теплового сопротивления коротких выводов транзисторов и небольшой мощности, рассеиваемой ими.

Вместо каждого транзистора оконечного каскада можно использовать составной транзистор с целью увеличения коэффициента $h_{21э}$ при больших токах эмиттера.

Основные технические характеристики всего УМЗЧ (рис. XI.28,*а*): номинальная выходная мощность 25 Вт на нагрузке сопротивлением 8 Ом; диапазон частот при номинальной мощности 0,02...200 кГц; номинальное входное напряжение 1 В; входное сопротивление 150 кОм; коэффициент гармоник не более 0,15 %; коэффициент интермодуляционных искажений не более 0,2 %; максимальная скорость нарастания выходного напряжения 15 В/мкс; выходное сопротивление не более 0,2 Ом.

На рис. XI.28,*б* показана схема УМЗЧ, в котором «параллельный» усилитель использован и в устройстве защиты выходного каскада от короткого замыкания в нагрузке. К одной из диагоналей измерительного моста, образованного резисторами *R18*, *R19*, *R23* и нагрузкой $R_н$, подводится выходное напряжение усилителя, к другой подключены «параллельный» усилитель на БТ *VT15—VT18* и симметричный пороговый элемент, состоящий из включенных встречно-параллельно диодов *VD5*, *VD6*. В нормальных условиях напряжение между точками соединения резисторов *R18*, *R19* и *R23*, $R_н$ меньше напряжения открывания порогового элемента, и через коллекторы БТ *VT17*, *VT18* протекают небольшие (около 1 мА) постоянные токи, которые не влияют на работу оконечного каскада. При коротком замыкании нагрузки практически все падение напряжения на резисторе *R23* прикладывается к пороговому элементу, один из диодов *VD5* и *VD6* открывается и через коллектор транзистора *VT17* или *VT18* протекает ток соответствующей цепи (*R13R14VD3* или *R16R15VD4*). В результате ток выходного каскада УМЗЧ (*VT13*, *VT14*) ограничивается значением, меньшим максимального в нормальных условиях работы; конденсатор *С7* уменьшает скорость срабатывания защиты. Для улучшения балансировки моста на СЧ параллельно резистору *R18* подключают конденсатор *С11* (показан штриховыми линиями), емкость которого подбирают экспериментально.

Основные технические характеристики УМЗЧ (рис. XI.28,*б*) с предварительным усилителем: номинальная выходная мощность 50 Вт на нагрузке сопротивлением 4 Ом; диапазон частот при номинальной мощности 0,02...200 кГц; коэффициент гармоник не более 0,15 %; коэффициент интермодуляционных искажений не более 0,2 %; максимальная скорость нарастания выходного напряжения 15 В/мкс; выходное сопротивление не более 0,43 Ом; ток короткого замыкания выхода 2,3 А.

Отличие этого усилителя от предыдущего заключается в оконечном каскаде: БТ *VT13*, *VT14* работают без начального напряжения смещения. Резистор *R17* линеаризует оконечный каскад — при выходных сигналах менее 0,6 В напряжение ЗЧ с предыдущего каскада (*VT9*—*VT12*) поступает в нагрузку, минуя БТ *VT13*, *VT14*. С увеличением сигнала эти транзисторы включаются значительно плавнее при наличии резистора *R17* ($R17 = 2R_н$), чем без него, и коэффициент гармоник оконечного каскада не превышает 0,15 %. К предоконечному каскаду предъявляются требования: низкое выходное сопротивление и хорошая линейность без цепи ООС.

Напряжения питания обоих вариантов усилителей могут быть снижены до ± 6 В, при этом их работоспособность сохраняется.

В обоих усилителях БТ КТ315В можно заменить на КТ315Г—КТ315Е, КТ361В — на КТ361Г—КТ361Е, КТ3102А и КТ3107А — соответственно на КТ3102Б, КТ3102Е, КТ3117А, КТ373А, КТ373Г и КТ3107Б, КТ3107И, КТ3108В. Вместо указанных на схемах в оконечных каскадах можно использовать транзисторы серий КТ814, КТ815, КТ818, КТ819 с буквенными индексами Б и В, а при снижении напряжения питания до ± 15 В — с индексом А, статический коэффициент передачи тока $h_{21э}$ БТ *VT11*, *VT12* на выходе первой схемы (рис. XI.28,*а*) должен быть не менее 30. Вместо диодов КД522 можно использовать любые маломощные кремниевые диоды с обратным напряжением не менее 50 В, вместо диода Д9А — любые германиевые, рассчитанные на прямой ток 100 мА. *Для питания необходимо использовать стабилизированный источник.* При налаживании следует подбором конденсатора *C11* и резистора *R19* сбалансировать измерительный мост устройства защиты во второй схеме.

3.5. Усилитель мощности звуковых частот с высокой температурной стабильностью режима транзисторов выходного каскада [15]

Основные технические характеристики: номинальная выходная мощность 36 Вт на нагрузке 4 Ом; номинальный диапазон частот 20... ...40 000 Гц; коэффициент гармоник 0,03 % при номинальной выходной мощности в номинальном диапазоне частот; относительный уровень шумов и помех — 92 дБ; номинальное входное напряжение 4 В; входное сопротивление 10 кОм.

Температурная стабилизация усилителя (рис. XI.29) обеспечивается терморезистором *R7* в базовой цепи БТ *VT2*, выполняющего функции стабилизатора тока первого дифференциального каскада *VT1*, *VT3*. Резистор *R7* приклеивается к теплоотводу одного из выходных транзисторов (*VT11* или *VT12*). Для повышения эксплуатационной надежности в усилитель введено устройство защиты от перегрузок и короткого замыкания в нагрузке, выполненное на БТ *VT4* и *VT5*. При отсутствии перегрузки транзисторы закрыты и на работу усилителя не влияют. Если же вследствие каких-либо причин коллекторный ток транзисторов выходного каскада превысит установленное пороговое значение, то БТ *VT4* и *VT5* войдут в насыщение и зашунтируют стабилитрон *VD1* и светодиод *VD2* в базовой цепи БТ *VT2* стабилизатора тока. В результате стабилизатор тока выключится, все транзисторы усилителя закроются, а светодиод *VD2* погаснет, сигнализируя о перегрузке усилителя.

БТ П3037Б можно заменить на КТ315В или КТ315Е, КТ361В — на КТ361Е, КТ203А — на КТ203Б, а также транзисторы серий КТ208, КТ209 или другие с допустимым напряжением между коллектором

и эмиттером не менее 15 В. Вместо КТ312Б можно использовать транзистор КТ315 с любым буквенным индексом, вместо КТ903Б — КТ908А, вместо КТ904А — КТ602Б.

При конструировании в усилителе применены постоянные резисторы типа МЛТ, подстроечные — типа СП2-3б и терморезистор ММТ-1; резисторы *R27*, *R28* — проволочные. Конденсатор *C2* — К52-1, остальные — КМ (*C1* составлен из двух конденсаторов КМ-6 емкостью 1 мкФ).

При налаживании усилителя движок подстроечного резистора *R6* устанавливают в нижнее (по схеме) положение, а резистора *R20* — в положение, соответствующее примерно 75 % его сопротивления между левым (по схеме) выводом и движком. Затем в цепь *VT11* вклю-

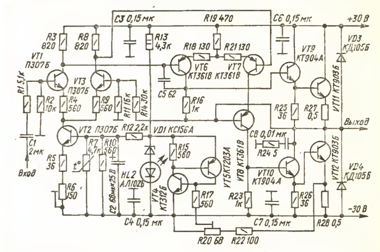


Рис. XI.29. Схема УМЗЧ с высокой температурной стабильностью режима выходных транзисторов.

чают амперметр и после пятиминутного прогрева усилителя подстроечным резистором *R6* устанавливают ток покоя выходных БТ около 200 мА. Если при включении питания срабатывает защита (светодиод *VD2* не светится), порог срабатывания устанавливают подстроечным резистором *R20*, а для исключения срабатывания от кратковременной помехи между коллектором БТ *VT5* и минусовым проводом питания включают конденсатор емкостью 0,1...0,47 мкФ. При замене терморезистора ММТ-1 термодатчиками с другими паспортными данными сопротивление резисторов *R6* и *R10* нужно уменьшить, если с ростом температуры ток покоя выходного каскада снижается, и увеличить, если ток растет.

3.6. Усилитель с многопетлевой отрицательной обратной связью [12]

Усилитель обладает малым коэффициентом гармоник при высокой скорости нарастания сигнала и хорошей устойчивости, что обеспечивает отсутствие «транзисторного звучания» и динамических искажений, имеет эффективную электронную триггерную защиту от перегрузок и коротких замыканий на выходе, характеризуется независимостью

технических параметров от экземпляров применяемых транзисторов (рис. XI.30).

Основные технические характеристики: номинальный диапазон частот 20...20 000 Гц при неравномерности АЧХ не более ± 0,25 дБ; номинальное сопротивление нагрузки 4 Ом; номинальная/максимальная выходная мощность 70/100 Вт при сопротивлении нагрузки 4 Ом и 40/60 Вт при сопротивлении нагрузки 8 Ом; диапазон частот 5... ...100 000 Гц при выходной мощности — 3 дБ от номинальной; скорость нарастания выходного напряжения не менее 15 В/мкс; коэффициент гармоник при номинальной выходной мощности не более 0,001 % на частотах 20...5000 Гц; не более 0,003 % на частоте 10 000 Гц и не более 0,01 % на частоте 20 000 Гц; коэффициент гармоник при выходной мощности 0,25...70 Вт не более 0,01 % в диапазоне частот 20... ...20 000 Гц; номинальное выходное напряжение 1 В; входное сопротивление не менее 47 кОм в полосе частот 20....20 000 Гц; выходное сопротивление не более 0,001 Ом в полосе частот 20....20 000 Гц при отключенной катушке *L3*; выходное сопротивление не более 0,1 Ом в полосе частот 20...3000 Гц при подключенной катушке *L3*; максимально допустимая емкость нагрузки 0,1 мкФ; относительный уровень шума не более —105 дБ в диапазоне частот 20...20 000 Гц; относительный уровень фона не более —105 дБ.

Первый каскад выполнен на ОУ *DA1*, второй — на *VT1*, третий — на *VT3*, четвертый — на *VT8*, *VT11* и *VT10*, *VT12*, пятый — на *VT13*, *VT14*. В предоконечном (четвертом) каскаде транзисторы разной структуры включены по схеме составного эмиттерного повторителя с местной ООС, повышающей линейность и снижающей выходное сопротивление. Выходной каскад работает в режиме АВ, а сопротивления резисторов цепей смещения *R30* и *R33* ограничены значением 15 Ом, благодаря чему переходные искажения на высоких частотах невелики. Все транзисторные каскады УЗЧ охвачены цепью ООС глубиной не менее 50 дБ, сигнал которой с выхода УЗЧ через делитель *R10R12* вводится в эмиттер БТ *VT1* и позволяет при самых неблагоприятных сочетаниях усилительных свойств транзисторов ограничить коэффициент гармоник этой части УЗЧ значением 0,2 %. Далее введена общая глубокая ООС не менее 66 дБ с выхода через делитель *R3R6* на инвертирующий вход ОУ, частотная коррекция этой цепи осуществляется в самом ОУ при замкнутых выводах *1* и *8*. На частотах выше 1 МГц сигнал общей ООС ослабляется при большом фазовом сдвиге и устойчивость УЗЧ обеспечивается местной ООС, напряжение которой с выхода ОУ (контакт *6*) через цепь *R5C3* подается на его инвертирующий вход. Цепь *R1C2* ограничивает полосу пропускания частотой 100 кГц, ослабляя внешние ВЧ помехи, цепь *R2C1* определяет нижнюю частоту среза АЧХ — 5 Гц на уровне — 3 дБ, *L3R34C10* предотвращает самовозбуждение УЗЧ на ВЧ при емкостном характере нагрузки, резисторы *R25*, *R27* в эмиттерах БТ *VT8* и *VT10* повышают устойчивость работы предоконечного каскада, безындукционные резисторы *R28* и *R29* — выходного, конденсатор *C4* обеспечивает частотную коррекцию и устойчивость по цепи ООС транзисторной части схемы. Резистор *R4* балансирует ОУ, транзисторы *VT4* и *VT5* вместе с резисторами *R14*, *R15* и *R16* составляют цепь смещения выходного каскада, резисторы *R31* и *R32* в эмиттерах выходного каскада служат для температурной стабилизации тока покоя и являются датчиками тока для устройства защиты выхода УЗЧ от перегрузок и короткого замыкания. Устройство защиты — триггер на БТ *VT6* и *VT7* и пороговый элемент на БТ *VT9*, который открывается сам и его ток открывает БТ триггера в случае, если ток через любой из выходных БТ превысит 8...9 А. Тогда и транзисторы *VT2*, *VT3*, *VT8*, *VT10*, *VT11*—*VT14* последова-

Рис. XI.30. Схема усилителя с многопетлевой ООС.

тельно закрываются. Диоды *VD7*, *VD8* защищают выходные БТ *VT13* и *VT14* от напряжения обратной полярности, возникающего при срабатывании электронной защиты из-за появления ЭДС самоиндукции на катушке *L3* и катушках фильтров АС. Перегрузку индицирует светодиод *HL5*. Выходной каскад остается выключенным, пока не будет выключено напряжение питания; при устранении причины перегрузки повторное включение восстанавливает работоспособность схемы. Быстродействие системы защиты — единицы микросекунд. При перегрузке входа ВЧ помехой или при неисправностях в цепях смещения выходных транзисторов порог срабатывания защиты от сквозного тока вдвое ниже, чем по току каждого из плеч, так как он создает падение напряжения на двух резисторах *R31* и *R32*, что повышает эффективность защиты. Порог срабатывания защиты регулируют подбором резистора *R26*, который при работе на нагрузку 8 Ом можно исключить и тем самым снизить ток срабатывания защиты до 6...6,5 А. Усилитель может питаться от нестабилизированного биполярного источника напряжением 36 В в режиме холостого хода с допустимым током нагрузки 2 А и емкостью конденсаторов фильтра выпрямителя не менее 6000 мкФ. Уменьшение питающего напряжения при номинальной выходной мощности УЗЧ не должно превышать 5 В, работоспособность сохраняется при снижении напряжения питания до 25 В, при этом его номинальная выходная мощность на нагрузке 4 Ом уменьшается до 30 Вт.

Подстроечные резисторы *R4*, *R16* — СП4-1В, постоянные *R28*, *R29*, *R34* — МОН-1а, *R31*, *R32* — из нихромового провода диаметром 0,7...0,8 мм (отклонение от их номиналов не более ± 5 %), остальные — типа МЛТ. Конденсаторы *C1*, *C5*—*C9* — типа КМ, остальные — КТ. Катушки *L1* и *L2* изготовлены намоткой провода ПЭВ-1 0,2 на корпуса резисторов *R28* и *R29* и содержат по 30 витков, катушка *L3* — намоткой провода ПЭВ-1 0,8 на тороидальный текстолитовый каркас с наружным диаметром 18 мм, внутренним 11 и высотой 18 мм, содержит 35 витков, равномерно размещенных на каркасе в один слой.

Вместо КТ630Б (*VT3*, *VT8*) можно использовать КТ630А, КТ630Г или КТ602А, КТ602Б, вместо КТ361К (*VT1*) — КТ3107А, КТ3107Б, КТ3107И или КТ313А, КТ313Б, диоды *VD3*, *VD4* могут быть любыми из серий Д220, Д223, КД503, КД513, КД522, *VD6* — любой импульсный кремниевый диод с допустимым обратным напряжением не менее 80 В и емкостью не более 20 пФ. Вместо резисторов МОН-1а (*R28*, *R29*) можно применять резисторы С2-1 того же номинала, в качестве ОУ *DA1* — любой из серии К544УД2 или К574УД1 (в последнем случае для коррекции АЧХ ОУ устанавливают дополнительно конденсатор емкостью 1,8 пФ и для балансировки ОУ — подстроечный резистор с сопротивлением 3,3 МОм). При напряжениях питания не выше ± 30 В БТ КТ814Г и КТ815Г (*VT11*, *VT12*) можно заменить на КТ814В и КТ815В, а КТ819ГМ и КТ818ГМ (*VT13*, *VT14*) — на КТ819ВМ, КТ819В и на КТ818ВМ, КТ818В соответственно.

Особенности конструкции, требования к монтажу и методика налаживания УЗЧ приведены в [12].

3.7. Низкочастотный электроакустический тракт с электромеханической обратной связью [4]

Тракт выполнен на основе бездатчикового мостового преобразователя, выделяющего напряжение противоЭДС звуковой катушки, пропорциональное скорости смещения диффузора (рис. XI.31,*а*). Он позволяет существенно снизить нелинейные искажения по звуковому давлению в области НЧ, обусловленные головкой громкоговорителя. На

схеме $A1$ — усилитель мощности. Корректор ЭМОС по скорости с частотно-независимой АЧХ включен во входную цепь тракта, поэтому в цепь ООС включен корректор, выполненный в виде ФНЧ на ИМС $DA2$. Второй корректор собран на ИМС $DA1$, частоты среза определяют RC-цепи $R5C4$ и $R2C3R1C1$. При сбалансированном мосте коэффициенты передач по инвертирующему и неинвертирующему входам усилителя ЭМОС ($DA2$) должны быть одинаковыми.

Для намотки резистора $R16$ используют медный провод диаметром 0,2...0,3 мм, его сопротивление составляет около 5 % активного

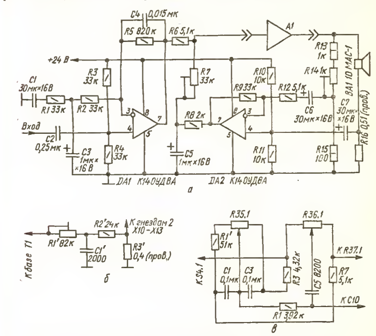


Рис. XI.31. Схемы НЧ электроакустического тракта с ЭМОС (*а*), цепи положительной ОС (*б*) и регулятора тембра (*в*).

сопротивления головки. Диаметр каркаса и способ намотки выбираются такими, чтобы на частотах ниже 1000 Гц баланс моста не нарушался.

Для транзисторных усилителей более удобен преобразователь с неявным мостом, использующий принцип суммирования сигналов отрицательной обратной связи по напряжению (ООСН) и положительной — по току (ПОСТ). При достаточно малом выходном сопротивлении усилителя мощности такой вариант реализации ЭМОС практически эквивалентен мостовому и отличается от него лишь способом компенсации сигналов ПОСТ и ООСН. При использовании простейшей ЭМОС по скорости в электроакустический тракт, состоящий из УКУ «Бриг-001-стерео» и АС 35АС-012 (*S*-90), вводится ПОСТ (рис. XI.31,*б*) через элементы $R1'$, $R2'$, $R3'$, $C1'$. Резистор $R3'$ изготовлен намоткой провода ПЭВ-2 0,31 на резистор ПЭВ-7,5 (намотка рядовая). Функции ООСН выполняет собственная ООС усилителя. При налаживании на

вход УКУ с подключенной АС подают сигнал напряжением 100... ...150 мВ частотой 400 Гц и движок резистора *R1'* перемещают вправо (по схеме) до тех пор, пока напряжение на выходе усилителя не возрастет в 1,4...1,8 раза. Коррекция ЭМОС во входной цепи достигается изменением схемы регулятора тембра, как показано на рис. XI.31,*в* — введен резистор *R1'* и изменены номиналы резистора *R7* и конденсатора *C5*. АС 35АС-012 также дорабатывается: из разделительных фильтров исключают конденсаторы *C5*, *C6*, *C9* и резистор *R3*, емкость конденсатора *C1* увеличивают до 30 мкФ, последовательно с катушками индуктивности *L2* и *L3* включают резисторы сопротивлением 3,3 и 1,5 Ом соответственно (обозначения указаны в соответствии с заводской схемой АС, которая здесь не приводится). Нелинейные искажения по звуковому давлению усовершенствованного тракта на частоте 30 Гц снижаются до 3,5 % при номинальной мощности.

3.8. Экономичный режим А (ЭА) в усилителе мощности [18]

Режим усилителя, работающего по принципу искусственного формирования амплитудных характеристик плеч выходного каскада для работы без отсечки (без искажений переключения), но с малым током покоя (режим ЭА), обеспечивается плавным уменьшением крутизны АХ усилительных плеч при малом токе дважды за период сигнала специальным устройством.

Основные технические характеристики УМЗЧ (рис. XI.32), работающего в режиме ЭА: номинальная выходная мощность 50 Вт на нагрузке сопротивлением 4 Ом, максимальная 70 Вт; коэффициент гармоник не более 0,003 % при номинальной мощности в диапазоне частот 20...5000 Гц и не более 0,007 % — в диапазоне частот 5000... ...20 000 Гц; номинальный диапазон частот 20...30 000 Гц при неравномерности АЧХ ± 1 дБ; максимальное входное напряжение 0,8 В; входное сопротивление 10 кОм; относительный уровень шума не более — 94 дБ; амплитуда всплесков выходного напряжения при включении и выключении УМЗЧ 0,3 В. УМЗЧ состоит из предоконечного (*DA1*) и оконечного (*VT2—VT11*) каскадов, охваченных общей параллельной ООС. Оконечный каскад выполнен на композитных транзисторах (*VT2VT4*, *VT8VT10* и *VT3VT5*, *VT9VT11*). По сравнению с составными на транзисторах одной структуры они обеспечивают значительно бо́льшую линейность УМЗЧ. Каждая пара БТ, а также оконечный каскад охвачены местными ООС соответственно за счет включения резисторов *R25*, *R26*, *R42*, *R43*, *R44*, *R45* и делителей *R29R25*, *R31R26*. Коэффициент передачи оконечного каскада равен четырем, он не критичен к параметрам транзисторов и симметрируется по минимуму нелинейных искажений подстроечным резистором *R21*. Стабилизация и термокомпенсация тока покоя обеспечиваются БТ *VT1*, закрепленным на теплоотводе одного из БТ выходного каскада УМЗЧ (*VT10—VT11*). Для уменьшения перекомпенсации параллельно ему включен резистор *R18*. В предоконечном каскаде УМЗЧ применен ОУ среднего быстродействия с достаточно большим (около 1000) коэффициентом передачи на высших частотах звукового диапазона (20 кГц) при минимальной коррекции ($C_к$ = 2,5 пФ) и меньшей ($K_г$ = 0,1 %), чем у оконечного каскада, нелинейностью. Общая параллельная ООС УМЗЧ через резисторы *R6—R4*, *R1* имеет минимальную глубину 46 дБ на частоте 20 кГц, максимальную 80 дБ на частоте ниже 100 Гц. Коэффициент передачи УМЗЧ равен 20 дБ. Коррекцию по опережению обеспечивает цепь *R5C5*, а по запаздыванию — *R7C7*, цепь *R1C1* ограничивает уровень ультразвуковых составляющих входного сиг-

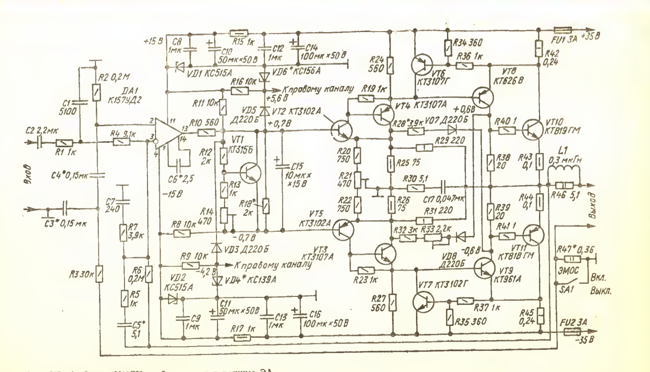


Рис. XI.32. Схема УМЗЧ, работающего в режиме ЭА.

нала. В усилителе применена ЭМОС: напряжение положительной ОС по току снимается с резистора *R47* и через цепь *R3C3C4* подается на иеинвертирующий вход ОУ *DA1*. При необходимости цепь ЭМОС отключают замыканием выключателя *SA1*. Защиту от перегрузок УМЗЧ по напряжению выполняют диодные ограничители *VD3*, *VD4*, *VD5* иа выходе ОУ, по току — транзисторы *VT6*, *VT7*, которые открываются, ограничивая ток выходных каскадов уровнем 8 А. Режим ЭА реализуется цепями местных ООС, функции которых выполняют переключающие цепи *VD7R28* и *VD8R32R33*: шунтируя делители *R29R25* и *R31R26*, они дважды за период сигнала увеличивают их коэффициент передачи и, следовательно, смещения БТ *VT2*, *VT5* оконечного каскада, препятствуя выключению его неработающих плеч и отсечке тока. Постоянные напряжеиия иа базах БТ *VT10* и *VT11* смещают диоды *VD7*, *VD8* в прямом иаправлении и этим устраняют запаздывание срабатывания цепей, обеспечивающих режим ЭА.

При налаживании оконечный каскад симметрируют резистором *R21* по миинмуму нелинейных искажений при токе покоя 200 мА и выходной мощности 4...6 Вт, а также отключенных цепях *VD7R28* и *VD8R32R33*. При регулировке цепей, обеспечивающих режим ЭА, требуемой формы токов добиваются подстроечным резистором *R33* и, если необходимо, подбором резистора *R28*, при подключенной иагрузке с сопротивлением 4 или 8 Ом, иа частоте 1...3 кГц, по осциллограммам токов, протекающих через резисторы *R42*, *R45*. Корпус осциллографа следует соединить с положительным или отрицательным полюсом источника питания УМЗЧ. При регулировке цепи ЭМОС подбором конденсатора *C4* добиваются максимального (в 3...5 раз) подъема АЧХ УМЗЧ на частоте 25...40 Гц, а подбором конденсатора *C3* — ее миинмального спада (1,3...1,5 раз) иа частоте выше резонансной частоты головки громкоговорителя (100...150 Гц). Общую глубину ЭМОС, определяемую максимальным подъемом АЧХ на НЧ (ниже резонансной частоты головки), устанавливают резистором *R47*. Заканчивают иалаживание проверкой устройства защиты от перегрузок по напряжению подбором стабилитронов *VD4* и *VD6* с необходимыми напряжениями стабилизации.

Прн конструировании в качестве блокировочных (*C14*, *C16*, *C10*, *C11*) следует применить конденсаторы с малой паразитной индуктивностью. ОУ К157УД2 можно заменить другим с аналогичными параметрами и главное — с малым значением коэффициента гармоник без ООС — порядка 0,1 %. Нельзя применять ОУ К544УД2, К553УД2.

4. Устройства индикации уровня, коммутации, управления общего назначения и панорамного декодирования системы объемного звучания «АВС»

4.1. Логарифмический индикатор уровня для усилителя звуковых частот [5]

Иидикатор предназначен для стереофонической аппаратуры прн оценках уровней выходной мощности воспроизведения, записи магнитофона и другой бытовой аппаратуры (рис. XI.33).

Основные технические характеристики: максимальное входное напряжение 0,775 В; динамический диапазон 21 дБ; число регистрируемых уровней сигнала 8; шаг индикации 3 ± 0,3 дБ; входное сопротивление 1 МОм. Входные каскады — истоковые повторители без переходных емкостей — дают возможность контролировать постоян-

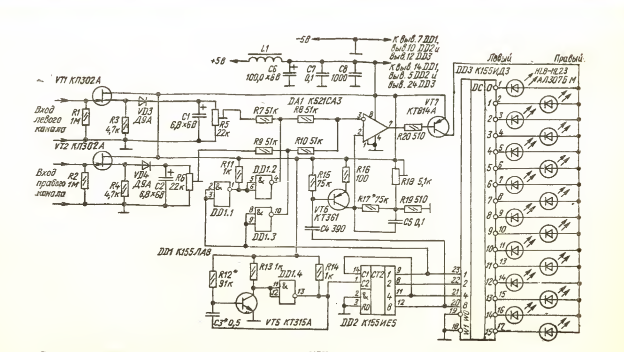


Рис. XI.33. Схема логарифмического индикатора уровня УЗЧ.

ные напряжения. Для управления зажиганием светодиодов *HL8—HL23* применены интегральный компаратор *DA1 K521CA3*, устойчиво работающий при напряжении питания 5 В, и один электронный ключ на БТ средней мощности *KT814A* (*VT7*). Для нормальной работы рабочая точка компаратора должна находиться на линейном участке входной характеристики, что достигается при значениях сравниваемых напряжений порядка 0,5 В и более, а также подачей на инвертирующий вход *3* компаратора *DA1* части напряжений, создаваемых токами истоков входных транзисторов на резисторах *R3* и *R4*. Катоды светодиодов левого канала индикатора подключены к нечетным выводам дешифратора *DD3*, правого — к четным. На вход компаратора *DA1* через коммутатор на элементах *DD1.2* и *DD1.3* и резисторах *R7—R10* каждый четный такт поступает напряжение с выхода детектора на диоде *VD3*, каждый нечетный — с выхода детектора на диоде *VD4*. В генераторе образцового напряжения на БТ *VT7*, с которым сравнивается входное, конденсатор *C5* заряжается за время действия фронта импульса, продифференцированного цепью *R15C4* и поступившего от старшего разряда счетчика *DD2*. Цикл развертки начинается с отрицательного перепада напряжения, поэтому в качестве ключа в генераторе применен БТ *VT6* структуры *p — n — p*. Делитель напряжения *R18R19* в его коллекторной цепи добавляет к экспоненциальному образцовому напряжению постоянную составляющую, уровень которой и определяет порог зажигания первых светодиодов каналов. При питании индикатора от того же источника, что и контролируемое устройство, во избежание помех включен фильтр *L1C6—C8*.

При конструировании конденсаторы *C7* и *C8* типа КМ-6 припаивают непосредственно к выводам питания ИМС *DD2* и *DD3*. Дроссель *L1* изготавливают намоткой в один слой провода ПЭВ-2 0,3 на ферритовое кольцо типоразмера М1000НН-3-К10 × 6 × 3. При питании от отдельного источника дроссель *L1* исключают. Для работы в схемах истоковых повторителей необходимо подобрать пары ПТ с близкими по значению начальными токами стока и напряжениями отсечки.

Налаживание индикатора начинают с тактового генератора на БТ *VT5*. Резистор *R12* подбирают по надежному запуску генератора после включения питания, конденсатором *C3* устанавливают минимально допустимую (400...500 Гц) частоту следования его импульсов. Далее проверяют работоспособность счетчика на ИМС *DD2*, дешифратора *DD3*, коммутатора *DD1.1—DD1.3* и равенство постоянных напряжений на истоках входных ПТ в отсутствие сигнала на входах устройства. Осциллографом контролируют работу генератора образцового напряжения: форма его на коллекторе БТ *VT6* должна иметь вид экспоненциально спадающих импульсов с частотой следования, равной частоте следования импульсов на выводе *12* ИМС *DD2*, и амплитудой 0,3...0,5 В. Минимальное напряжение, измеренное относительно общего провода на коллекторе *VT6*, лежит в пределах 0,5...0,7 В. Калибровка индикатора: движки подстроечных резисторов *R5*, *R6* и *R18* устанавливают в верхнее (по схеме) положение, на вход левого канала подают напряжение 0,775 В (0 дБ) частотой 1000 Гц. Перемещая движок резистора *R5* вниз (по схеме), добиваются вначале погасания первого светодиода левого канала *HL9*, а затем возвращают движок в положение зажигания. После этого напряжение сигнала на входе уменьшают до 69 мВ (—21 дБ) и аналогично предыдущему изменением сопротивления подстроечного резистора *R18* устанавливают порог зажигания восьмого светодиода левого канала *HL23*. Калибровку при максимальном и минимальном уровнях входного сигнала повторяют несколько раз, пока погрешность индикации не уменьшится до заданной (± 0,3 дБ). Правый канал калибруют после левого

подстроечным резистором *R6* только при максимальном сигнале на входе. В заключение подбором резистора *R17* устанавливают шаг индикации: при увеличении сопротивления шаг расширяется на больших уровнях и суживается на малых, при уменьшении — эффект обратный.

4.2. Регулятор ширины стереобазы и рокот-фильтр [14]

При субъективных экспертных оценках уменьшение уровня рокота на 20 дБ (от —60 до —80 дБ) рокот-фильтром и улучшение разделения стереоканалов на 6 дБ регулятором ширины стереобазы значительно заметнее на слух, чем уменьшение коэффициента гармоник с 0,1 до 0,01 %, следовательно, улучшение этих параметров актуально.

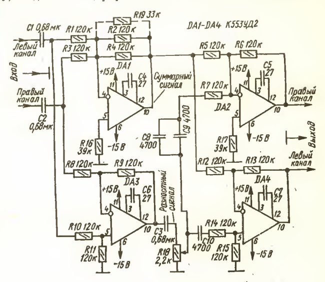


Рис. XI.34. Схема регулятора стереобазы — рокот-фильтра.

Основные технические характеристики: неравномерность АЧХ 0,5 дБ в диапазоне частот 20...20 000 Гц; номинальное входное напряжение 0,5 В; подавление НЧ противофазных составляющих 20 дБ на частоте 20 Гц в режиме расширения стереобазы; максимальное расширение стереобазы в два раза; коэффициент гармоник 0,02 % в диапазоне частот 20...20 000 Гц при номинальном входном напряжении; отношение сигнал/шум (невзвешенное; см. гл. XI, п. 1.12) не менее 96 дБ; коэффициент передачи по напряжению единица; перегрузочная способность 20 дБ; потребляемый ток не более 12 мА. Устройство (рис. XI.34) содержит четыре сумматора (ОУ *DA1—DA4*) и два пассивных *RC*-фильтра ВЧ. При появлении стереофонического сигнала на выходе ОУ *DA1* формируется суммарный, а на выходе ОУ *DA3* — разностный сигналы. Суммарный сигнал поступает на входы ОУ *DA2* и *DA4* непосредственно, а разностный — через ФВЧ второго порядка *C3R18C8C9R7* (правый канал) и *C3R18C10R14R15* (левый канал). В результате противофазные сигналы частотой ниже 200 Гц ослабляются, что и приводит к снижению уровня рокота. Ширину стерео-

базы регулируют переменным резистором *R18*: в нижнем (по схеме) положении его движка на выход регулятора проходит только суммарный сигнал, уровни сигналов на выходах обоих каналов одинаковы, что соответствует режиму «Моно» (ширина стереобазы равна нулю). В среднем положении движка резистора *R18* половина разностного сигнала в соответствующей фазе поступает на инвертирующий вход ОУ *DA2* и на неинвертирующий вход ОУ *DA4* и на их выходах формируется стереофонический сигнал (номинальное значение ширины стереобазы). В верхнем положении движка этого резистора весь разностный сигнал поступает на указанные входы ОУ и стереобаза расширяется до максимального значения.

Вместо указанных на схеме можно использовать сдвоенные ОУ (К157УД2, К551УД2, К574УД2). Резисторы *R2* и *R4* можно заменить одним, сопротивлением 62 кОм, все остальные резисторы следует использовать с отклонением от номиналов не более $\pm$ 5 %.

Устройство подключают к линейному выходу усилителя; если выходное сопротивление последнего составляет несколько десятков килоом, регулятор следует включить между темброблоком и усилителем мощности.

Описанное устройство может выполнять функции декодера системы АВС (см. гл. XI, п. 4.3). Для этого движок резистора *R18* устанавливают в верхнее (по схеме) положение, вводят в каскад на ОУ *DA1* резистор, показанный на схеме штриховой линией, и с выхода устройства снимают сигналы тыловых каналов системы «АВС».

4.3. Декодер для отечественной системы пространственного звучания «АВС»

Декодер, реализуемый по методу панорамного кодирования [3], может быть выполнен в двух вариантах: как сильноточный узел, включаемый между выходом стереофонического УМЗЧ и АС (простой способ), или как слаботочный узел, включаемый на входе УМЗЧ, который в этом случае должен быть четырехканальным (сложный способ).

Основные технические характеристики *сильноточного декодера* системы «АВС» (рис. XI.35,*а*): номинальный диапазон воспроизводимых частот 5...18 000 Гц; неравномерность АЧХ 2 дБ; входное сопротивление 4 $\pm$ 1 Ом при сопротивлении нагрузки 4 Ом и 8 $\pm$ 2 Ом при сопротивлении нагрузки 8 Ом; максимальный уровень входного сигнала 15,5 В. Сигналы левого ($Л_0$) и правого ($П_0$) каналов с выхода стереофонического УМЗЧ подаются на соответствующие разъемы *XS1* и *XS2*. На входе декодирующего устройства имеется индикатор баланса уровня входных сигналов, включаемый при балансировке сквозных каналов УЗЧ в монофоническом режиме. Индикатор выполнен на светодиоде *HL1* и повышающем автотрансформаторе *T1*. Режим работы декодера выбирают кнопками *S1—S3*. Предусмотрено три рабочих режима: «Стерео» (нажата кнопка *S3*, работают только передние АС), «АВС» (нажата кнопка *S2*, работают все четыре АС) и «Объемное стерео» — «ОС» (нажаты кнопки *S2*, *S3*, работают также четыре АС). Вычитание сигналов для тыловых АС в режиме «АВС» происходит на резисторах *R5* и *R6*, при этом коэффициенты передачи делителей, образованных сопротивлениями между движками и выводами этих резисторов, равны отношениям $R_{6в}/R_{ав} = 0{,}7$. Благодаря полной совместимости системы «АВС» с обычной стереофонической системой описываемое устройство может быть использовано и для прослушивания обычных стереофонических пластинок с получением иллюзии пространственного эффекта. Для этого включают декодер в режим «АВС» или «ОС»; балансировку источников *А*, *В* и *С* в режиме «ОС»

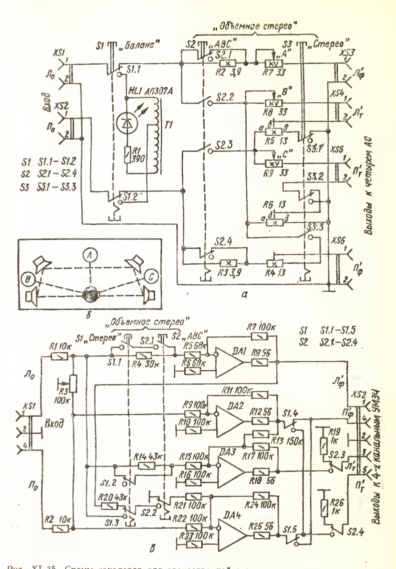


Рис. XI.35. Схемы декодеров для отечественной системы пространственного звучания «АВС»:

а, *в* — сильноточного и слаботочного соответственно; *б* — схема «расстановки» кажущихся источников звука А, В и С.

производят по желанию. Вычитание сигналов в режиме «ОС» происходит так же, как в режиме «АВС», но при отношении $R_{бв}/R_{ав} = 1$.

В сильноточном декодере применены резисторы типа МЛТ (*R1*), ПЭВ-10 (*R2*, *R3*), ПЭВР-10 (*R4—R6*) и ППБ-15Г (*R7—R9*). Отклонение сопротивлений резисторов *R2—R9* от номиналов не должно превышать ± 10 %. Переключатели *S1—S3* — типа П2К с зависимой фиксацией кнопок, разъемы *XS1—XS6* — РВНЧ-2-Г1. Автотрансформатор *T1* изготовлен намоткой провода ПЭВ-1 0,15 на ленточный магнитопровод ОЛ6,5 из пермаллоя 79НМ. Обмотка содержит 800 витков (с отводом от 100-го).

Налаживание сильноточного декодера проводят в режиме «АВС» (нажата кнопка *S2*) при подключенных к его выходам эквивалентных нагрузках, сопротивления которых равны номинальным входным сопротивлениям АС на частоте 1000 Гц. Для этого удобно использовать резисторы ПЭВ-25 или ПЭВР-25. Соединив декодер с выходом стереофонического УМЗЧ, включенного в режим «Моно», и подав на входы усилителя напряжение частотой 1000 Гц, измеряют сигналы напряжением $Л_0$ и $П_0$ на входе декодера и, если они отличаются более чем на 10 %, балансируют каналы регулятором стереобаланса. (В процессе эксплуатации для этого пользуются светодиодным индикатором декодера при ненажатых кнопках *S2*, *S3*). Движок резистора *R4* устанавливают в среднее положение и резистором *R7* добиваются равенства сигналов на разъемах *XS3* и *XS6*, соответствующих левому и правому ***фронтальным*** каналам (баланс «А»). Переключают УМЗЧ в режим «Стерео» и убирают сигнал со входа правого канала, движком подстроечного резистора *R8* устанавливают равными напряжения на разъемах *XS4* и *XS3* при среднем положении движка резистора *R5* (баланс «В»). После этого сигнал со входа левого канала переключают на вход правого, устанавливают движок резистора *R6* в среднее положение и движком переменного резистора *R9* добиваются равенства сигналов на разъемах *XS5* и *XS6* (баланс «С»). Не убирая сигнала со входа правого канала, подстроечным резистором *R5* добиваются того, чтобы сигнал на разъеме *XS4* стал равен 0,7 сигнала на разъеме *XS6* и, снова подав испытательный сигнал на вход левого канала, подстрочным резистором *R6* устанавливают такое же соотношение между сигналами на разъемах *XS5* и *XS3*: $U_{XS5} = 0{,}7U_{XS3}$. В ходе этих регулировок становятся сбалансированными в заданных соотношениях сигналы, поступающие на левый и правый фронтальные и левый и правый тыловые громкоговорители (АС). При подготовке декодера к работе переменными резисторами *R7*, *R8* и *R9* проводят «расстановку» КИЗ *A*, *B* и *C* (рис. XI.35,*б*) в серединах соответствующих баз, прослушивая специальные испытательные сигналы *A*, *B* и *C*, записанные на демонстрационную пластинку. При воспроизведении обычных стереозаписей пространственную панораму по вкусу слушателя создают регуляторами *R7—R9*. Для получения наилучшего качества звучания все четыре АС должны быть одинаковыми, при отсутствии такой возможности в качестве фронтальных устанавливают более качественные АС.

Основные технические характеристики *слаботочного декодера* (рис. XI.35,*в*): номинальный диапазон частот 5...30 000 Гц; неравномерность АЧХ 0,5 дБ; коэффициент гармоник не более 0,2 %; отношение сигнал/шум 65 дБ; номинальный уровень входного сигнала 250 мВ, максимальный — 3,1 В. На входе устройства установлен балансирующий делитель, составленный из резисторов *R1—R3*. Выравненные им по уровню в монорежиме входные сигналы напряжением $Л_0$ и $П_0$ через соответствующие контактные группы переключателей

S1 и *S2* подаются на масштабные резисторы *R4*, *R5*, *R7*, *R9*, *R11*, *R13—R15*, *R17*, *R20—R22* и *R24*, подобраиные с точностью 1 %. Они образуют прецизиоиные делители напряжения иа инвертирующих входах ОУ *DA1—DA4*. Применение ОУ обусловлено иеобходимостью получеиия точных суммирующих и вычитающих устройств с низким выходным сопротивлением и малыми нелинейными искажениями. Режим работы декодера выбирают кнопками *S1* («Стерео») и *S2* («АВС»). При нажатии обеих кнопок одновременно устройство переходит в режим «ОС». Резисторы *R8*, *R12*, *R18* н *R25* защищают ОУ от перегрузок по току.

При конструировании слаботочного варианта декодера использованы резисторы СП3-4 (*R3*) и МЛТ (все остальные). Переключатели *S1*, *S2* режимов работы — типа П2К с зависимой фиксацией киопок, разъемы *XS1* и *XS2* — тнпа СГ-5. В качестве активных элементов могут быть использованы любые ОУ с соответствующими цепями коррекции н напряжения питания. Устройство не требует налаживания. Перед прослушиванием необходнмо сбалансировать каналы четырехканального УМЗЧ.

4.4. Простые декодеры для системы «АВС» [6]

Снльноточный декодер (см. рнс. XI.35,*a*) содержит большое число регулировочных элементов, затрудняющих его настройку и эксплуатацию. Устройство *сильноточного декодера* (рнс. XI.36,*a*) отличается

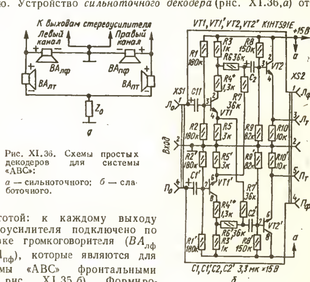


Рис. XI.36. Схемы простых декодеров для системы «АВС»:
а — сильноточного; *б* — слаботочного.

простотой: к каждому выходу стереоусилителя подключено по головке громкоговорителя ($BA_{лф}$ и $BA_{пф}$), которые являются для системы «АВС» фронтальными (см. рис. XI.35,*б*). Формирование пространственных сигналов реализуется включением между выходами УМЗЧ последовательно соединенных головок $BA_{лт}$ и $BA_{пт}$, устанавлнваемых соответственно слева и справа от слушателя. Точка соедииения этих головок подключена к общему проводу через комплексное сопротивлеиие z_0, значение модуля которого в диапазоне частот 150...15 000 Гц можно оценить по формуле: $z_0 = 2{,}3z_т$, где $z_т$ — полное сопротнвление тыловой головки. При использоваиии в тыловых громкоговорите-

лях по одиой шнрокополосной динамической головке 4ГД-35 сопротнвлеине z_0 состонт нз специально нзготовленных н последовательно соединенных катушки (индуктивностью 2,3 · 0,15 = 0,35 мГн) и резистора, сопротивление которого *вместе с активным сопротивлением этой катушки* около 0,2 Ом составляет 2,3 · 4 = 9,2 Ом (0,15 мГн и 4 Ом — соответственно паспортные индуктивность и активное сопротнвление звуковой катушки головки). Катушка состоит нз 90 витков провода ПЭВ-1 0,51, намотанного в два слоя (шириина намотки 30 мм) на каркас диаметром 50 мм. Резистор сопротивлением 9 Ом изготовлен из отрезка иихромового провода, намотанного на резистор типа ВС-2. Более точно индуктнвность катушки и сопротивление резистора подбнрают опытным путем. Для этого верхние (по схеме) выводы головок $BA_{лт}$ и $BA_{пт}$ соединяют вместе и подключают к низкоомному выходу генератора сигналов ЗЧ. Изменяя его частоту от 150 до 15 000 Гц, нзмеряют напряжение на последовательно соединенных катушке н резисторе относительно общего провода: оно не должно выходить за пределы 0,8...0,85 от напряжения на выходе гeнератора. Для удобства подгонкн параметров последовательной цепи первоначальные индуктнвность катушки н сопротнвление резистора рекомендуется выбрать иа 5...10 % больше расчетных. В качестве тыловых устанавливают по одиой шнрокополосной головке, так как при многополосных АС реалнзовать требуемое сопротивление z_0 применением только катушки и резистора затруднительно. Кроме того, такие головки, как правило, обеспечивают относительно большое звуковое давление, что позволяет компенснровать потери полезной мощности на сопротивлении z_0 и получнть необходнмое соотношение громкости звучания тыловых и фронтальных громкоговорнтелей. Поскольку сигналы частотой ниже 200 Гц в каналах стереоусилителя обычно синфазны, а электрическая прочность звуковых катушек широкополосных головок достаточно высока, иоминальная мощность тыловых головок может быть в 1,5... ...2 раза меньше, чем фронтальных при одинаковом значении активной составляющей их сопротивления.

При отсутствии операционных усилителей *слаботочный декодер* системы АВС можно собрать по схеме, изображенной на рис. XI.36,*б*. Декодер состоит из двух однокаскадных ФИ (*VT1* и *VT1'*), такого же числа резистивных сумматоров (*R6*, *R7*, *R6'*, *R7'*) и двух эмиттерных повторителей (*VT2*, *VT2'*). Вход устройства *XS1* подключают к линейиому выходу источника сигнала (электропроигрывателя, магнитофона, тюнера), выход *XS2* — ко входу четырехканального УМЗЧ.

При конструировании слаботочного декодера используют детали любых типов. Транзисторные сборки К1НТ591Е можно заменить транзисторами серии КТ315 со статическим коэффициентом передачи тока более 60.

Налаживание декодера сводится к подбору резисторов *R4* н *R4'* до получения напряжений выходных снгналов, подчиняющихся выраженням $П_т = П_0 - 0{,}7Л_0$ и $Л_т = Л_0 - 0{,}7П_0$.

4.5. Электронные коммутаторы сенсорного типа в усилителях звуковых частот [13]

Кроме повышеиия иадежности коммутаторы этого тнпа позволяют свести к миннмуму наводки на входные цепи усилителей, так как электронные ключн размещают в непосредственной близости от коммутнруемой цепи. Чаще всего в качестве ключей используются ПТ, сопротивление канала которых в открытом состоянии не превышает сотен ом, а в закрытом — десяткн сотен мегаом. Принцнпиальная схема

простейшего *двухвходового коммутатора* (рис. XI.37,*а*) представляет собой триггер с автосмещением на ПТ с изолированным затвором. При включении питания триггер устанавливается в одно из устойчивых состояний и сигнал со входа, соединенного со стоком открытого транзистора, проходит на выход практически беспрепятственно, а сигнал с другого входа не поступает в выходную цепь. При касании паль-

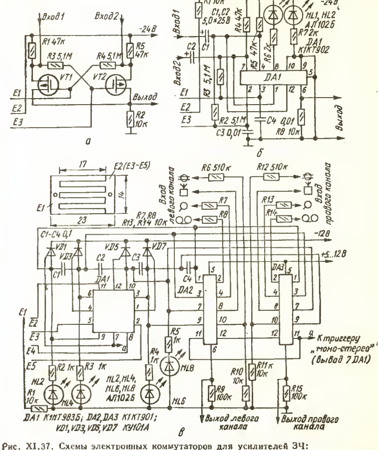


Рис. XI.37. Схемы электронных коммутаторов для усилителей ЗЧ:
а — простейшая; *б* — на интегральном коммутаторе серии К190; *в* — четырехвходовая.

цем сенсорного контакта *E2* и контакта, соединенного с затвором закрытого транзистора, триггер переходит в другое устойчивое состояние: открытый ПТ закрывается, закрытый — открывается, и на выход устройства поступает сигнал с другого входа. Недостаток устройства — отсутствие индикации подключенного входа и неопределенность состояния коммутатора после включения питания.

Более удобное устройство с двумя входами (рис. XI.37,*б*) выполнено на основе четырехканального интегрального коммутатора серии

К190. В качестве ключей в нем применены МОП-транзисторы с n-каналом: два из его ПТ работают в собственно коммутаторе по принципу рис. XI.37,*а*, два других — в индикаторе его состояний (светодиоды *HL1*, *HL2* включены в стоковые цепи ПТ через ограничительные резисторы *R6* и *R7*). При касании сенсорных контактов *E1* и *E2* к УЗЧ подводится сигнал со входа *2* (зажигается светодиод *HL1*), а при касании контактов *E2* и *E3* — со входа *1* (горит светодиод *HL2*). Конденсаторы *C3*, *C4*, соединяющие затворы транзисторов коммутатора с общим проводом, уменьшают наводки от рук оператора и улучшают разделение входных сигналов. Если необходимо, чтобы с включением питания коммутатор устанавливался в определенное состояние, емкость конденсатора в плече, ПТ которого должен остаться закрытым, следует увеличить в 1,5...2 раза по сравнению с указанной на схеме. Устройство устойчиво работает при понижении напряжения питания до 12 В; чтобы яркость свечения светодиодов осталась прежней, сопротивления резисторов *R6* и *R7* необходимо уменьшить до 1 кОм. Для получения коэффициента передачи, близкого к единице, выходные сопротивления коммутируемых источников сигналов должны быть не более 1...2 кОм; в противном случае их следует подключить через повторители.

Четырехвходовый коммутатор стереофонического УЗЧ (рис. XI. 37, *в*) обеспечивает зависимую фиксацию включенного источника сигнала (с его подсоединением все остальные отключаются), последовательность коммутации — любая. В этом коммутаторе предусмотрена возможность перевода УЗЧ в режим «Моно». Коэффициент гармоник устройства 0,15 % при входном напряжении не более 1 В. Входное сопротивление УЗЧ должно быть не менее 47 кОм. Коммутатор выполнен на базе транзисторной сборки *DA1*, с включением четырех тринисторов (*VD1*, *VD3*, *VD5*, *VD7*) и двух интегральных пятиканальных коммутаторов (*DA2*, *DA3*) серии К190. Сенсорный контакт *E1* через резистор *R1* соединен с общим проводом, контакты *E2*—*E5*— с базами БТ сборки *DA1*. После подачи питания в исходном состоянии все БТ этой сборки, тринисторы и электронные ключи ИМС *DA2*, *DA3* закрыты, светодиоды не светятся. Для подключения к УЗЧ выбранного источника сигнала, например тюнера, прикасаются к контактам *E1* и *E2*, транзистор открывается и импульсом коллекторного тока открывает тринистор *VD5*, светодиод *HL8* зажигается, на затворы ПТ ИМС *DA2*, *DA3* (выводы *7*) поступает напряжение отрицательной (по отношению к истокам) полярности, они открываются, соединяя выход тюнера со входом УЗЧ. Аналогично касанием сенсорных контактов *E1* и *E3*, *E1* и *E4*, *E1* и *E5* подключают (по очереди) и остальные источники программ. При этом ранее открытый тринистор закрывается под действием напряжений на обкладках коммутирующих конденсаторов *C2* и *C3* (в данном случае), подключенных к его аноду. Для уменьшения проникания на выход сигналов отключенных источников программ на подложки транзисторов ИМС *DA2* и *DA3* подано положительное напряжение 5...12 В.

В качестве *переключателя «Моно-стерео»* можно использовать триггер, собранный по схеме на рис. XI.37,*б*. Конденсаторы *C1*, *C2* и резистор *R8* в этом случае исключают, вывод *6* ИМС *DA1* соединяют с общим проводом, а один из выводов *7* или *4* — с выводами *11* ИМС *DA2*, *DA3* коммутатора (рис. XI.37,*в*) (если для включения режима «Моно» используют контакт *E1*, то с ним соединяют вывод *7*, а если *E3* — вывод *4*). В режиме «Моно» на затворы ПТ (выводы *11*) поступает напряжение отрицательной полярности и электронные ключи открываются, соединяя выходы стереоканалов между собой. Питать коммутатор и переключатель «Моно — стерео» необходимо от

одного источника напряжением 12...24 В (при повышенном напряжении следует увеличить сопротивления ограничительных резисторов в цепях светодиодов *HL2*, *HL4*, *HL6*, *HL8*). Сенсорный контакт *E2* *переключателя* (рис. XI.37,*б*) можно соединить с общим проводом, но при этом несколько снизится его чувствительность.

Сенсорные контакты изготавливают из небольших пластин фольгированного стеклотекстолита, удалив часть фольги по ломаной линии, как показано в верхней левой части (см. рис. XI.37,*в*). Полученные площадки фольги полируют, а затем хромируют, контакты закрепляют на передней панели усилителя и закрывают фальшпанелью из тонкого изоляционного материала с квадратными отверстиями размерами 13 × 13 мм.

Сборку К1НТ983Б можно заменить транзисторами КТ315Б, микросхемы К1КТ901, К1КТ902 — ПТ КП304А, тринисторы КУ101А — другими этой серии, светодиоды АЛ102Б — любыми другими, обеспечивающими индикацию при токе 10...12 мА. *В четырехвходовом коммутаторе* для индикации режима работы можно использовать и миниатюрные лампы накаливания на напряжение 12...24 В и ток не более 75 мА. В этом случае резисторы *R2—R5* исключают, а емкость конденсаторов *C1—C4* увеличивают вдвое. При налаживании подбирают резисторы *R6—R8*, *R12—R14* для приведения напряжений источников сигнала на входе усилителя к одному уровню. При использовании ВЧ ПТ описанные устройства можно применять и на более высоких частотах, например в радиоприемной аппаратуре.

ПРИМЕРЫ ПРОМЫШЛЕННЫХ И ЛЮБИТЕЛЬСКИХ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

1. Простейшие радиоприемники для начинающих радиолюбителей

1.1. Радиоприемник 2-*V*-1 на трех транзисторах [25]

Радиоприемник (рис. XII.1) предназначен для приема станций в диапазонах СВ и ДВ. Прием ведется на магнитную антенну, дальность приема мощных радиостанций — 600 км, передачи прослушиваются миниатюрным телефоном ТМ-2А (см. также гл. XII, п. 1.6), питание — три последовательно соединенных элемента «Уран-М», потребляемый от них ток не более 3 мА. Колебательный контур МА составлен из катушек *L1*, *L2* и КПЕ *C1*. При приеме ДВ радиостанций катушки включены последовательно, СВ — катушка *L1* замыкается выключателем *SA1*. С катушки связи *L3* часть выделенного контуром сигнала поступает на УРЧ, выполненный на БТ *VT1* и *VT2*, с резистора на-

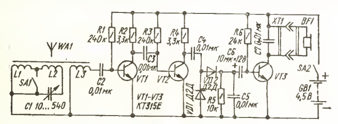


Рис. XII.1. Схема радиоприемника 2-*V*-1 на трех транзисторах.

грузки *R4* второго каскада РЧ сигнал подается на детектор, собранный на диодах *VD1* и *VD2* по схеме с удвоением напряжения. Колебания ЗЧ, выделенные на резисторе нагрузки детектора *R5*, усиленные каскадом УЗЧ на БТ *VT3*, подаются через разъем *XT1* на телефон *BF1*.

При конструировании магнитную антенну выполняют из стержня диаметром 8 и длиной 85 мм из феррита Ф600. На стержень надевают кольца шириной 2 мм, нарезанные из резиновой трубки, с расстоянием 2 мм, образуя секции для намотки. На концы стержня надевают кольца шириной 8 мм, за которые стержень прикрепляют к основной плате приемника. Катушку *L1* наматывают в семи секциях проводом ПЭВ-2 диаметром 0,2 мм — по 30 витков в каждой. Катушку *L2* размещают на расстоянии 13...15 мм от *L1*, она содержит 65 витков того же провода, намотанного виток к витку, катушка связи *L3* — 13 витков, причем шесть витков последней размещают равномерным шагом по-

верх катушки $L2$, а остальные — по витку в каждой секции катушки $L1$.

Вместо указанных на схеме могут быть применены БТ КТ315Б, КТ315Г со статическим коэффициентом передачи тока около 100, диоды — любые серии Д2. Конденсатор $C6$ — типа К50-3, остальные постоянные конденсаторы — БМ-2, КПЕ — малогабаритный двухсекционный от транзисторного радиоприемника. Обе секции КПЕ соединяют параллельно для получения большей емкости. Все резисторы типа МЛТ-0,25. При настройке приемника в случае недостаточной громкости следует точнее подобрать резисторы смещения $R1$, $R3$, $R6$. Если приемник возбуждается, изменяют полярность подключения выводов катушек $L1$ или $L2$. Для приема более удаленных станций к правому (по схеме) выводу катушки $L2$ подключают наружную антенну — провод длиной 1...2 м. Если при этом антенна заметно влияет на настройку приемника и уменьшает его избирательность, между катушкой $L2$ и антенной включают конденсатор емкостью 10...20 пФ для уменьшения связи входного контура с антенной. Особенности конструирования радиоприемника изложены в [25].

1.2. Одноконтурный приемник прямого усиления с быстродействующей автоматической регулировкой [20]

Приемник отличается введением в УРЧ ООС по огибающей модулированного сигнала, которая снижает искажения и выравнивает АЧХ звуковоспроизведения в области ВЧ. Приемник построен для приема

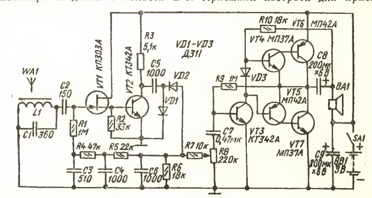


Рис. XII.2. Схема одноконтурного приемника прямого усиления с быстродействующей АРУ.

радиостанции «Маяк» на частоте 549 кГц, его схема (рис. XII.2) содержит один контур на входе $L1C1$, образованный катушкой МА $WA1$ и конденсатором постоянной емкости $C1$, громкоговоритель $BA1$ типа 0,1ГД-6, батарею питания $GB1$. Приемник потребляет ток 3 мА и сохраняет работоспособность при изменении напряжения от 4,5 до 1,5 В. Выделенный входным контуром сигнал поступает на истоковый повторитель $VT1$, а с него на УРЧ, выполненный на БТ $VT2$. Благодаря применению ПТ на входе приемника в нем отсутствует традиционная катушка связи с МА, коэффициент передачи ВЦ заметно увеличен, *влияние побочных каналов приема снижено*. С нагрузки УРЧ — резистора $R3$ — сигнал поступает на детектор, собранный на диодах $VD1$ и $VD2$ по схеме с удвоением напряжения. Сигнал АРУ с выхода детек-

тора подается на затвор ПТ, закрывая его тем сильнее, чем больше выделенный контуром радиосигнал. Транзистор *VT2* также закрывается благодаря непосредственной связи входных каскадов между собой, что увеличивает глубину действия АРУ. Фильтр АРУ, составленный из цепочек *R5C4* и *R4C3*, отфильтровывает напряжение РЧ несущей и задерживает сигналы спектра ЗЧ выше 6 кГц, которые не должны подаваться для уменьшения усиления радиоприемника на вход ПТ. Этим и достигается компенсация частотных искажений, обусловленных высокой добротностью контура МА. УЗЧ содержит каскад предварительного усиления на БТ *VT3* и оконечный двухтактный каскад, собранный на БТ *VT4—VT7* разной структуры. Поскольку напряжение питания небольшое, то для получения достаточной выходной мощности в каждом плече работает составной транзистор — *VT4VT6* и *VT5VT7*. Для получения максимальной амплитуды выходного сигнала вторые транзисторы каждой пары включены по схеме ОЭ. Для уменьшения искажений звука на базах БТ создано небольшое начальное смещение включением диода *VD3*, а резистор нагрузки *R10* предварительного каскада подключен к выходу усилителя, что создает «вольтодобавку» к напряжению питания предварительного каскада и позволяет полнее «раскачать» выходной каскад во время положительной полуволны выходного сигнала, когда БТ *VT3* закрывается, а ток базы БТ *VT4* определяется только током через резистор *R10*. Режим работы УЗЧ стабилизирован резистором смещения *R9*, подключенным к «средней» точке выходного каскада. Резистор создает ООС по постоянному току и по сигналу ЗЧ, что способствует снижению искажений. Необычно включен регулятор громкости — переменный резистор *R8*: при уменьшении громкости, когда движок перемещается вниз (по схеме), последовательно со входным УЗЧ вводится дополнительное сопротивление, увеличивающее глубину ООС через резистор *R9*. Тогда (при малой громкости) коэффициент усиления УЗЧ определяется практически только отношением сопротивлений резисторов *R9* и *R8* и искажения типа «ступенька» становятся малозаметными. Качество звучания приемника определяется используемой головкой громкоговорителя, поэтому в стационарных условиях желательно подключать громкоговоритель средней мощности в корпусе, сопротивление его выбирают от 4 до 16 Ом, предпочтительно 8 Ом.

МА выполняют на ферритовом стержне большой длины (около 200 мм) с диаметром 10 мм из феррита марки 400НН (например, стержень от приемника «Соната»). Контурная катушка содержит 40... ...50 витков провода ЛЭШО 21 × 0,07, намотанного виток к витку на бумажной пропарафинированной гильзе, надетой на стержень. Гильза-каркас должна перемещаться по стержню с небольшим трением. При отсутствии указанного провода его можно изготовить из ПЭВ-1 диаметром 0,1 мм, скрутив 7—11 отрезков нужной длины. Допустимо, но нежелательно, использование одножильного провода марок ПЭВ, ПЭЛ, ПЭЛШО диаметром 0,25...0,35 мм; добротности контура и избирательность приемника при этом снижаются. В качестве резистора *R8* может быть резистор любого типа, но спаренный с выключателем питания, остальные резисторы типа МЛТ. Конденсаторы *C8*, *C9* типа К50-6, остальные — типа КЛС, КМ.

Транзисторы КП303А можно заменить на КП303Б или КП303И (другие транзисторы этой серии имеют большее напряжение отсечки и с ними БТ *VT2* будет сильно открываться). Вместо *VT2* и *VT3* могут работать БТ серий КТ315, КТ312 с коэффициентом передачи тока более 100. Диоды могут быть любые из серий Д2, Д9, Д18, но с минимальным прямым сопротивлением (его измеряют омметром). Для оконечного каскада УЗЧ пригодны любые маломощные германиевые БТ

соответствующей структуры, например МП37, МП38 (*VT4*, *VT7*), МП39, МП40, МП41, МП42 (*VT5*, *VT6*). Транзисторы *VT4*, *VT5* и *VT6*, *VT7* должны иметь одинаковый или близкий по значению коэффициент передачи тока порядка 50...100.

При налаживании приемника сначала настраивают УЗЧ: подбором резистора *R9* устанавливают на коллекторах БТ *VT6* и *VT7* напряжение, равное половине напряжения питания. Ток покоя (его измеряют миллиамперметром, включенным в цепь эмиттера БТ *VT6*) при необходимости устанавливают подбором диода *VD3* — порядка 3 мА. В УРЧ резистор *R2* подбирают с таким сопротивлением, чтобы напряжение на коллекторе БТ *VT3* было примерно равно половине напряжения источника питания. Настройку на принимаемую станцию осуществляют, передвигая катушку МА по стержню. В заключение подбором конденсаторов *C3* и *C4* достигают путем оценки на слух максимально плоской и широкой АЧХ. В ряде случаев, особенно при малой добротности контура МА, конденсатор *C3* можно исключить. Если параллельно конденсатору *C4* подключить другой, емкостью 1... ... 5 мкФ, то система АРУ превращается в обычную, без коррекции АЧХ на ВЧ. Проведя этот эксперимент, можно субъективно оценить выигрыш в расширении полосы пропускания и качестве звучания приемника. Описанный способ улучшения характеристик может быть применен в более сложных конструкциях радиоприемников.

1.3. Приемник прямого усиления с полевыми транзисторами [26]

Приемник рассчитан на работу в диапазоне СВ, при желании в него добавляют ДВ диапазон, номинальная выходная мощность 80 мВт, полоса воспроизводимых частот 400...3000 Гц, потребляемый ток в режиме покоя...5 мА, при максимальной громкости — 20...25 мА. Применение ПТ на входе позволяет реализовать преимущества, описанные в гл. XII, п. 1.2, а использование ПТ во входном каскаде УЗЧ — осуществить режим «линейного» детектирования, уменьшить искажения, повысить качество звуковоспроизведения программ. Сигнал, выделяемый колебательным контуром *L1C1* (рис.XII. 3, *а*), через конденсатор *C2* вводится в первый каскад УРЧ, выполненный на ПТ с изолированным затвором, включенном по схеме с ОИ. Малая входная емкость и высокая крутизна ПТ обеспечивают хорошую чувствительность приемника на ВЧ участке диапазона СВ (выше 1 МГц). С нагрузки первого каскада сигнал РЧ через конденсатор *C4* поступает на второй каскад (*VT2*) и далее — на детектор, собранный на диодах *VD3*, *VD4* по схеме удвоения напряжения. Резистор нагрузки детектора *R10* выбран большого сопротивления для повышения эффективности детектора, поэтому входное сопротивление первого каскада УЗЧ должно быть не меньшим и активным элементом его выбран ПТ *VT5*. С движка регулятора громкости — переменного резистора *R12* — сигнал ЗЧ через разделительный конденсатор *C13* подается на трехкаскадный УЗЧ, нагруженный динамической головкой *BA1*. Каскады на *VT6* и *VT7* — предварительные, на *VT10*, *VT11* — двухтактный УМЗЧ. Для устранения искажений типа «ступенька» и повышения термостабильности выходного каскада между базами выходных транзисторов *VT10* и *VT11* включены диоды *VD8*, *VD9*. Конденсатор *C14* предотвращает возможное самовозбуждение усилителя на ВЧ. Конденсатор *C17*, шунтирующий источник питания, позволяет при снижении его напряжения уменьшить искажения звука при заметно больших увеличениях громкости. Через разъем *XT1* радиопередачи можно прослушивать на выносной малогабаритный телефон ТМ-4 или ТМ-2,

динамическая головка при этом отключается (см. также гл. XII, п. 1.6).

МА выполняется на стержне диаметром 8 и длиной 90 мм из феррита марки 600НН. Катушка индуктивности *L1* наматывается виток к витку на бумажный каркас длиной 40 мм, она должна содержать 60 витков провода ЛЭШО 10 × 0,05 (его можно заменить проводом

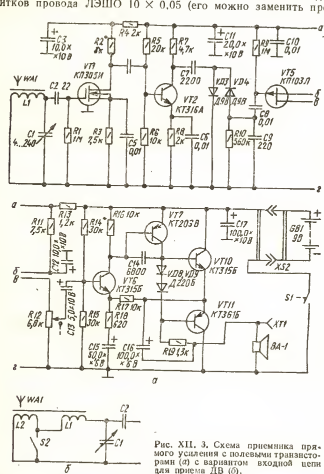


Рис. XII. 3. Схема приемника прямого усиления с полевыми транзисторами (*а*) с вариантом входной цепи для приема ДВ (*б*).

ПЭВ-1 0,2...0,3). Транзистор *VT1* может быть любым из серии КП305 (применив ПТ серий КП303, КП307, можно несколько уменьшить чувствительность приемника), БТ *VT2* — любой из серии КТ306, КТ312, КТ316, БТ *VT5* — КП103 с буквенными индексами К, Л, М. Вместо БТ КТ315 (*VT6*) можно применить другие транзисторы этой серии или серий КТ502, КТ3102 с коэффициентами усиления более 100. Транзистор КТ203 (*VT7*) можно заменить любым из серии КТ203, КТ326, КТ3107 со статическим коэффициентом передачи тока не менее 40. Для выходного двухтактного каскада пригодны комплементар-

ные пары нз транзисторов КТ315, КТ361 нли КТ502, КТ503 с возможно блнзкимн значеннями коэффнцнента передачн тока. Дноды *VD3*, *VD4* — серий Д2, Д9, а *VD8*, *VD9* — серий Д104, Д219, Д220 с любыми буквеннымн нндексами. Постоянные резнсторы — МЛТ-0,125, переменный — СПЗ-3б, совмещенный с выключателем. Конденсаторы *C3*, *C11*, *C17*, *C12*, *C15*, *C16* — тнпа К50-6, *C13* — К53-1, КПЕ — от радиоприемннка «Селга-404», *C2*, *C9* — КТ, остальные — КЛС. Динамическая головка *BA1* — 0,1ГД-3 со звуковой катушкой сопротивлением 10 Ом. Источннк пнтания — батарея «Крона», но возможно применение аккумуляторной батарен 7Д0,1. Разъем *XT1* — стандартное гнездо для подключення миниатюрного головного телефона *XS2* — колодка пнтання от негодной «Кроны».

Прн монтаже особую осторожность следует соблюдать, распаивая транзистор *VT1*. Его выводы нужно замкнуть тремя-четырьмя витками голого медного провода, намотанного снаружи, вставить выводы в соответствующие отверстия печатной платы и после этого только припаять к выводам соедиинтельные проводнники разогретым и отключенным от сетн паяльником. Затем, после остывания пайкн, провод-перемычку нужно снять. Монтируют этот транзистор последннм.

При налаживанин приемника прежде всего убеждаются в том, что напряжение на эмиттерах транзнсторов выходного каскада равно половнне напряжения источника пнтания, при необходимости это напряженне устанавливают точнее подбором резнстора *R14*. Далее проверяют ток покоя, подключнв параллельно контактам выключателя миллиамперметр: если ток более 5 мА, подбирают диоды *VD9*, *VD8* или замыкают один из них. После настройки на радиостанцию в положении максимальной громкости регулятора *R12* добиваются ограничения потребляемого тока значеннем 25 мА, подобрав резнстор *R18*. При понияженном напряженни питания (около 4,5 В) подбором резнстора *R2* устанавливают максимальную громкость звука. Для введення в приемник ДВ диапазона следует на ферритовый стержень установить второй бумажный каркас длиной 35 мм, на него намотать дополнительную катушку *L2* из 200 витков провода ПЭВ диаметром 0,05... ...0,07 мм, размещая их равномерно в пятн секцнях. Шнрина секций — 4 мм, расстояние между нимн — 2 мм. Эту катушку соединяют последовательно с имеющейся и подключают к контактам малогабарнтного движкового переключателя (рис. XII.3,*б*), установленного на плате между ферритовым стержнем и дннамической головкой. В одном нз положений ручки переключателя *S2* контакты замкну́т выводы дополнительной катушки и прнемник будет приннмать радиостанцнн СВ диапазона, в другом — эти контакты разомкнут выводы дополннтельной катушки *L2* и переменным конденсатором можно настранваться на радиостанции ДВ диапазона.

1.4. Миниатюрный радиоприемник на микросхеме К198НТ1Б [13]

Радиоприемник, представляющий собой сборку нз пятн транзнсторов структуры $n - p - n$, удобно брать с собой на рыбалку нли в туристскнй поход. Работает он в днапазонах СВ н частнчно ДВ (1605... ...330 кГц), потребляемый от нсточннка питання напряженнем 4... ...9 В ток не превышает 7 мА. Выделенный колебательным контуром *L1C1* МА *WA1* (рнс. XII.4) снгнал радиостанции через катушку связи *L2* поступает на УРЧ, собранный на БТ *VT1* и *VT2* по днфференцнальной схеме. К выходу УРЧ (его нагрузке *R4*) подключен

триодный детектор на БТ *VT3*, нагруженный иа фильтр *R5C3*. Сигнал ЗЧ, снимаемый с резнстора нагрузки детектора *R5*, через коиденсатор *C4* подается на однокаскадный УЗЧ (*VT4*), в цепи коллектора которого стонт нагрузка — головной телефон *BA1*. Конденсатором *C5* задается нужный тембр звучания телефона. Режим работы транзисторов *VT1* и *VT2* определяет резистор *R1*, транзистора *VT3* — резистор *R3*, транзистора *VT4* — резистор *R7*. Базовые цепи транзисторов, кроме *VT3*, питаются от стабилнзатора напряжения (резистор *R8* и диоды *VD5*, *VD6*).

При конструировании для магнитиой антенны используют стержень диаметром 8 и длиной 40...70 мм из феррита 400НН или 600НН. Его вставляют в каркас из бумаги и наматывают на каркас сначала катушку *L1* — 120 витков провода ЛЭШО 10 × 0,05 или ПЭЛ 0,2...0,3

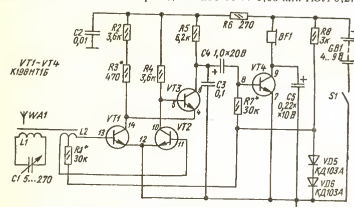


Рис. XII.4. Схема миниатюрного радиоприемника на микросхеме К198НТ1Б.

(иамотка — виток к внтку). Поверх нее наматывают также виток к витку катушку *L2* — 20 внтков провода ПЭЛ 0,2 с отводом от середииы. Конденсаторы *C2*, *C3* — типа КЛС, *C4* и *C5* — К53-1, КПЕ от радиоприемника «Селга-404» илн другой малогабаритный конденсатор с указаннымн на схеме или иесколько большнмн пределами нзменения емкости. Резисторы — типа МЛТ-0,125. Источник питания — батарея «Крона», последовательно соединенные аккумуляторы Д-0,06 или другой источник с указанным на схеме напряженнем. Работоспособиость приемника сохраняется при уменьшении напряжения питаиия до 2,5 В. Головной телефон — ТМ-2М или ТМ-4 (см. также гл. XII, п. 1.6).

Вместо указанной микросборки можно применить также К198НТ1А, К198НТ5Б (в этом случае нужно изменить на обратную поляриость включения источника питания, диодов, электролитических конденсаторов) или маломощные НЧ кремниевые трвизисторы структуры $n-p-n$ с коэффициентом передачи тока 60...100 (подойдут, иапример, транзисторы серии КТ315).

При иалаживаиии приемика проверяют виачале ток коллектора БТ *VT4* и устаиавливают его равиым 3...4 мА подбором резистора *R7*, затем подбором резистора *R1* (при замкиутом резисторе *R3*) устаиавливают ток коллектора БТ *VT1* равиым 0,8...1 мА. Далее, сияв перемычку с резистора *R3*, измеряют ток коллектора БТ *VT3* и устанавливают его равиым 0,1 мА подбором резистора *R3*. Если

сделать это не удается, замыкают резистор $R3$ и добиваются нужного тока подбором резистора $R4$ (уменьшают его сопротивление). Указанные режимы и сопротивления резисторов установлены при напряжении питания 6 В.

1.5. Усилители звуковой частоты для миниатюрных приемников [7]

С целью уменьшения габаритов приемники целесообразно выполнять по бестрансформаторной схеме на ИМС с питанием от источника напряжением 5 В (четыре дисковых аккумулятора) или 6 В (четыре гальванических элемента). Согласно расчетам, при таком напряжении и до-

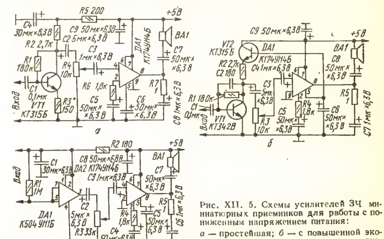


Рис. XII. 5. Схемы усилителей ЗЧ миниатюрных приемников для работы с пониженным напряжением питания:

а — простейшая; *б* — с повышенной экономичностью; *в* — с высоким сопротивлением.

пустимом уровне нелинейных искажений выходная мощность бестрансформаторного усилителя может достигать 0,1...0,12 Вт, что достаточно для миниатюрного приемника. Усилители ЗЧ на ИМС К174УН4Б, схемы которых приводятся ниже, отличаются одна от другой решением входного каскада.

Принципиальная схема первого варианта (рис. XII.5,*а*) с питанием от источника напряжением 4,5...6 В составлена с учетом ликвидации возможного при этом самовозбуждения УЗЧ. В отличие от типового включения ИМС исключена цепь вольтодобавки, а вывод *6* соединен непосредственно с плюсовым выводом источника питания. Для повышения входного сопротивления усилителя в цепь эмиттера БТ *VT1* включен резистор *R3* (его сопротивление может быть в пределах 110...240 Ом и подбирается так, чтобы напряжение на коллекторе БТ *VT1* находилось в пределах 1,4...1,7 В), рекомендуемое сопротивление головки громкоговорителя *BA1* — 6...8 Ом.

Второй вариант усилителя (рис. XII.5,*б*) отличается повышенной экономичностью. Для работы в его первом каскаде необходим транзистор с большим коэффициентом передачи тока, способный работать в режиме малых токов. Кроме указанного на схеме можно использовать БТ КТ342А, КТ342Б и КТ3102 с индексами А — Е. Входное сопротивление равно 10 кОм, ток, потребляемый первым каскадом,—

0,3...0,5 мА. Конденсатор *C2* предотвращает самовозбуждение УЗЧ на ВЧ. Транзистор *VT2* выполняет функции развязывающего фильтра в цепи питания БТ *VT1*, что позволяет обойтись без дополнительного оксидного конденсатора и резистора.

В третьем варианте усилителя (рис. XII.5,*в*) функции первого каскада выполняет ИМС *DA1* на ПТ, его достоинство — высокое входное сопротивление (оно определяется резистором *R1* и в зависимости от требований может быть в пределах от нескольких десятков килоом до 1 МОм) и возможность одновременного использования в качестве усилителя напряжения АРУ, которое снимают с выхода ИМС *DA1* через соответствующий фильтр.

Все три усилителя при входном напряжении 30...50 мВ обеспечивают выходную мощность 0,1...0,12 Вт; ток, потребляемый ими в режиме покоя, не превышает 3...3,5 (рис. XII.5,*а*), 2...2,5 (рис. XII.5,*б*) и 4...4,5 мА (рис. XII.5,*в*), а при максимальной громкости — 40 мА. Работа усилителей мало зависит от типа используемых деталей, и они обладают достаточным запасом устойчивости. Микросхему К504УН1Б можно заменить полевым транзистором КП103Е, КП102Е, КП201Ж или КП201И. При использовании оксидных конденсаторов К50-6, резисторов МЛТ-0,125 и переменного резистора СП3-3б размеры платы усилителя не превышают 25 × 20 мм.

Выходные каскады устройств в налаживании не нуждаются. Чувствительность УЗЧ можно регулировать изменением сопротивления резисторов, подключенных к выводу *2* ИМС К174УН4Б, в пределах 240 Ом...2,7 кОм; при уменьшении сопротивления чувствительность возрастает.

1.6. Псевдостереофоническая приставка к радиоприемникам с миниатюрными головными телефонами типов ТМ-2А, ТМ-2М, ТМ-4 и аналогичных им [6]

Приставка позволяет значительно повысить качество звучания путем подключения через нее стереофонических головных телефонов, например ТДС-1, обладающих полосой пропускания 20...20 000 Гц, в отличие от полосы 300...3000 Гц указанных миниатюрных телефонов. Приставка (рис. XII.6) состоит из переходного трансформатора *T1* и фазосдвигающей цепочки *C1C2R1*, включенной последовательно с одним из излучателей головных телефонов, подключаемым к гнездам *2* и *5* разъема *XS2*. Другой излучатель подключают к гнездам *2* и *3* разъема. Параметры цепочки выбраны такими, что на НЧ сдвиг фазы между сигналами, поступающими на излучатели, близок к нулю, а на средних (около 800 Гц) достигает 90°, а на высших (5000...8000 Гц) становится равным 180°. Благодаря неодинаковому сдвигу фаз на разных частотах создается субъективный стереоэффект, звук приобретает «объемность».

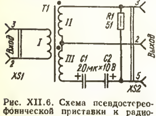


Рис. XII.6. Схема псевдостереофонической приставки к радиоприемникам с миниатюрными головными телефонами.

Конденсаторы *C1* и *C2* могут быть К50-6, К50-3. Они соединены встречно-последовательно, что необходимо при работе полярных конденсаторов в цепи переменного тока. Вместо двух полярных можно включить один неполярный конденсатор емкостью 10 мкФ на номинальное напряжение не менее 10 В. Трансформатор выполнен на магнитопроводе Ш 14 × 16, каждая из его обмоток содержит по 150 вит-

ков провода ПЭВ-2 0,25. Обмоткн II н III иаматывают в одиу сторону. Разъем *XS1* — СГ-3, *XS2* — СГ-5. Распайка разъема *XS2* должиа соответствовать распайке разъема используемых стереотелефоиов (см. рнс. X.1). К разъему *XS1* подключается двухпроводный шнур с разъемом СШ-3 на одном коице н ответной частью разъема прнемника на другом. Детали приставки можио смонтировать в пластмассовом нлн металлическом корпусе подходящнх габарнтов; на одиой боковой стенке корпуса крепят разъем *XS1*, на другой (протнвоположной) — *XS2*.

1.7. Узел реализации диапазона 10 м — в «Меридиане-206» [16]

Днапазон 10 м может быть реалнзоваи за счет перестройкн УКВ блока, который прн нем не нспользуется. После снятня экрана УКВ блока имеющнеся подстроечннкн катушек *L2*, *L3*, *L4* н *L5* (обозначення элемеитов на заводской схеме н в кннге [2]) вывинчиваются н заменяются феррнтовымн примерио таких же размеров. Затем удаляется конденсатор *C16* контура гетеродниа н вместо него припанвается другой — емкостью 56 пФ, параллельно подстроечному кондеисатору *C12* подключается постоянный емкостью 68 пФ, а параллельно катушке *L1* — емкостью 68 пФ. После закрытня блока экраном подстроечником катушек *L4* н *L5* контур гетеродниа настраивается иа частоту 39,3 МГц ($f_c + f_{пч}$ = 28,6 МГц + 10,7 МГц = 39,3 МГц). Ротор коиденсатора настройки прнемника устанавлнвается примерно в среднее положеиие, а на вход прнемника подается сигнал с частотой 28,6 МГц. Чтобы ие ошнбнться прн проведенин этой операцнн, прнем сигиалов следует проверять по зеркальному каиалу, т. е. по сигналу с частотой $f_c + 2f_{пч}$ = 28,6 МГц + 2 · 10,7 МГц = 50 МГц. Входной контур настранвается подстроечинком катушкн *L1* прнмерно на середнну диапазона, т. е. на частоту 28,6 МГц. Контур УРЧ иастраивается по максимуму громкости прииимаемого снгнала подстроечником катушек *L2*, *L3* н подстроечиым конденсатором *C12*. Телескопическая антенна должна быть прн этом выдвинута полностью. Для приема телеграфных сигналов к прнемнику нужно добавнть гетеродни, например, подобный опнсаииому в [15].

1.8. Узел реализации диапазона 160 м — в «Спидоле-231» [17]

Диапазон 160 м может быть реализоваи, если использовать одиу из плат У1-4—У1-7 диапазонов 25, 31, 41 илн 49 м (обозначеиия здесь и далее по заводской схеме). Прн этом следует изменить лишь число витков катушек *L1*—*L4*, установлеиных на плате. Так, катушка *L1* должна содержать 62 витка провода ПЭВ-2 днаметром 0,18...0,22 мм с отводом от 18-го витка, считая от иачала обмотки, причем начало обмотки остается подключенным к контакту *6* платы, отвод — к контакту *1*, конец — к контакту *5*. Таким же проводом наматываются остальные катушки: *L2* содержит 19 витков, *L3* — девять, *L4* — 60 с отводом от 18-го (начало обмотки соединено с контактом *14* платы, отвод — с контактом *15*, конец — с контактом *13*).

Настраивается прнемник в иовом диапазоне с помощью любого промышлеииого прнемника, на котором сиачала устанавливается частота 1385 кГц (длина волны 217 м), а кондеисатор настройки «Спидолы» ставится в положение максимальной емкости. Подстроечником катушек *L3* и *L4* добиваются приема сигиала гетеродина (он работает на

частоте 1385 кГц + 465 кГц = 1850 кГц), который слышен как несущая вещательной радиостанции без модуляции. Затем конденсатор настройки «Спидолы» переводится в положение минимальной емкости и с помощью контрольного приемника определяется получившаяся частота настройки: она должна быть около 1950 кГц, что соответствует настройке контрольного приемника на длину волны 202 м (1485 кГц). Далее на контрольном приемнике устанавливается частота 1435 кГц (209 м), «Спидола» настраивается на сигнал и вращением подстроечника катушек *L1*, *L2* добиваются максимальной громкости звука.

2. Блоки и узлы супергетеродинных приемников

2.1. Блок ВЧ-ПЧ на К174ХА2

Блок представляет собой часть супергетеродина [8], отличается применением двупетлевой АРУ, улучшающей отношение сигнал/шум. Устройство, принципиальная схема которого выделена на рис. XII.7

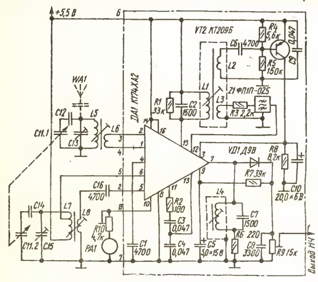


Рис. XII.7. Схема блока ВЧ — ПЧ на ИМС К174ХА2.

штрихпунктирной линией, является базовым блоком для АМ трактов РВ приемников второй и третьей групп сложности.

Основные технические характеристики: реальная чувствительность 20 мкВ; полоса пропускания по ПЧ 9...12 кГц; избирательность по соседнему каналу не хуже 30 дБ при расстройке на ± 9 кГц; потребляемый от источника питания ток не более 14 мА.

Сигнал радиостанции, выделенный входным контуром *L5C11.1C12C13*, через катушку связи *L6* поступает на вход апериодического УРЧ ИМС *DA1* (выводы *1*, *2*), а с него на смеситель. Контур гетеродина образован катушкой *L7* и конденсаторами *C11.2*, *C14*, *C15* (катушка *L8* и конденсатор *C16* — элементы связи). Перестройка

входного и гетеродинного контуров производится сдвоенным блоком КПЕ *C11.1C11.2*. Напряжение ПЧ выделяется широкополосиым фильтром *L1C2R1*, сопротивление резистора *R1* фактически определяет полосу пропускания. Через катушку связи *L3* и резистор *R3* напряжение ПЧ поступает иа пьезокерамический фильтр *Z1* и далее иа вход первого каскада апериодического каскада УПЧ ИМС (вывод *12*). Соотношение чисел витков катушек *L1*, *L3* и сопротивление резистора *R3* выбраны из условия согласования выхода смесителя со входом ПКФ. Сигнал ПЧ подводится к детектору, выполнеиному иа диоде *VD1*, нагрузкой которого служит подстроечный резистор *R9* (им устанавливают номинальное напряжение ЗЧ иа выходе блока), часть сопротивления *R9* — между движком и верхним (по схеме) выводом — вместе с конденсатором *C8* образуют ФНЧ. Падение напряжеиия на резисторе *R6*, включенном последовательно с фильтром ПЧ *L4C7*, смещает рабочую точку детектора в тот участок ВАХ, где вносимые им нелииейные искажения малы. В блоке применены раздельные АРУ по ВЧ и ПЧ: сигнал для первой из них снимается с широкополосного фильтра *L1C2R1*, что устраняет возможность самовозбуждения приемника при неточной настройке, когда частота сигнала находится иа скате АЧХ ПКФ *Z1*. Выпрямитель этой петли АРУ (на БТ *VT2*) соединен с широкополосным фильтром через катушку связи *L2* и конденсатор *C6*. Регулирующее напряжение на УРЧ подается через УПТ (вход — вывод *3*), элемеиты *R8*, *C10* — ФНЧ. Вторая АРУ — более узкополосная: регулирующее напряжение с выхода детектора через фильтр *R7C5* поступает иа вход УПЧ через второй УПТ ИМС (вход — выаод *9*). Применение сложной двухпетлевой АРУ улучшает распределение усиления между апериодическими УРЧ и УПЧ ИМС, повышает уровеиь допустимого сигнала на входе блока и отношеиие сигнал/шум. Цепь *R2C3C4* служит для стабилизации усиления УПЧ: с увеличением сопротивления резистора *R2* усиление тракта умеиьшается, чем можио регулировать техиологический разброс параметров ИМС. В качестве измерителя *P1* (индикатор точной настройки) может быть любой микроамперметр с током полиого отклонеиия стрелки 200...300 мкА, например М476/2, М476/3 и т. п. Калибруют его подстроечным резистором *R10*, емкость конденсаторов *C1* и *C6* — 0,047 мкФ.

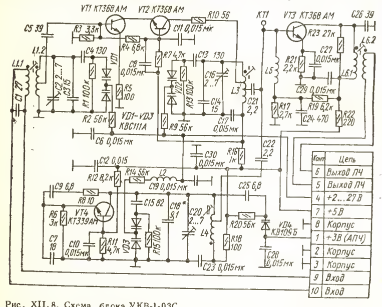
Катушки ФПЧ наматываются проводом ПЭВТЛ-1 0,1 на уиифицированые четырехсекциоиные каркасы с подстроечниками М600НН-3-СС-2,8 × 14, помещенные в трубчатые ферритовые сердечники М400ГНН-5, а затем в алюминиевые экраны. Катушка *L1* (2 × × 38 витков) занимает две нижние (по отношению к печатной плате) секции каркаса. В следующей секции намотана катушка *L2* (20 витков), в верхней — *L3* (семь витков). Катушку *L4* (2 × 34 витка) наматывают в двух средних секциях другого каркаса.

2.2. Блок УКВ-1-03С

Блок предназиачен для приема передач РВ станций в диапазоие УКВ, входит в радиотракт магнитолы «Рига-120В» и построен по фуикционально-блочному прииципу с использованием раздельных трактов АМ и ЧМ [11].

Осиовные технические характеристики: диапазон волн 5,56... ...4,11 м; прием на телескопическую антенну; предусмотрена фиксированная настройка на четыре радиостанции; реальная чувствительность 2 мкВ; избирательность по зеркальному каиалу 42 дБ; диапазон воспроизводимых частот 63...12 500 Гц; полоса захвата системы АПЧ 150 кГц. Блок (рис. XII.8) состоит из входной цепи, УРЧ, гетеродина

и смесителя. Входной сигнал выделяется резонансным контуром, состоящим из катушки *L1.2*, конденсаторов *C2*, *C3* и варикапной матрицы *VD1*, и усиливается каскодным усилителем на транзисторах *VT1—VT2*. Гетеродин собран на транзисторе *VT4* по схеме емкостной трехточки с колебательным контуром *L4C18C20C15VD3* в цепи коллектора. Конденсатор *C7* выравнивает напряжение гетеродина при перестройке ЧМ тракта в пределах УКВ диапазона. Смеситель выполнен на транзисторе *VT3*. Напряжение гетеродина поступает на него через конденсатор *C22*, а напряжение принимаемого сигнала с контура УРЧ *L3C14C16C13VD2* — через конденсатор *C21*. Преобразование частоты



Конт	Цепь
6	Выход ПЧ
5	Выход ПЧ
4	+2...27 В
7	+5 В
8	Корпус
1	+3В (АПЧ)
2	Корпус
3	Корпус
9	Вход
10	Вход

Рис. XII.8. Схема блока УКВ-1-03С.

происходит на основной частоте гетеродина 76,5...83,7 МГц. Фильтр ПЧ настроен на частоту 10,7 МГц и включен в коллекторную цепь транзистора *VT3*. Контуры ВЦ, УРЧ и гетеродина перестраиваются в пределах диапазона с помощью варикапных матриц *VD1— VD3*. Управляющее напряжение 2...27 В поступает на них с регулировочных резисторов блока фиксированных настроек (на схеме не приводится) через контакты *4* и *8* разъема. АПЧ гетеродина обеспечивается варикапом *VD4*, включенным в контур гетеродина через конденсатор *C25*. При подаче на анод варикапа через контакт *1* разъема напряжения +3 В АПЧ выключается.

2.3. Индикатор точной настройки ЧМ приемника [9]

Индикатор с изменяющейся в зависимости от расстройки частотой мигания оптического указателя позволяет как произвести настройку на принимаемую станцию, так и визуально воспринять сигнал о расстройке его. С этой целью частота миганий указателя при точной

настройке максимальная (20...25 Гц), а при полной расстройке — минимальная (0,3—0,5 Гц). В первом случае из-за инерции зрения мигания не воспринимаются, а во втором, даже при небольшой самопроизвольной расстройке приемника, хорошо различимы.

Индикатор (рис. XII.9) рассчитан на работу с ЧД отношений, гальванически изолированным от общего провода. Выходной сигнал ЧД положительной или отрицательной полярности в зависимости от знака расстройки усиливается ДУ на ИМС *DA1* и поступает на базы БТ *VT1* и *VT2*. Однополярный сигнал, снимаемый с их нагрузки (резистора *R7*), подводится к базе БТ *VT6*, управляющего работой БТ *VT3*. Последний выполняет функции регулируемого транзистора в цепи ПОС мультивибратора, собранного на ОУ *DA2*. Выходное напряжение мультивибратора — последовательность прямоугольных импульсов с минимальным и максимальным уровнями, близкими к напряжениям питания соответственно —6,3 и +6,3 В. Период повторения импульсов зависит от глубины ПОС, напряжение которой определяется коэффициентом передачи делителя, образованного резистором *R8* и сопротивлением участка эмиттер — коллектор БТ *VT3*. Напряжение ПОС на резисторе *R8* также имеет вид прямоугольных импульсов, но с меньшими уровнями ($U_{мин}$, $U_{макс}$). Во время положительного полупериода выходного напряжения мультивибратора (ОУ *DA2*) БТ *VT3* закрыт положительным потенциалом на его эмиттере, поэтому независимо от состояния БТ *VT6* сопротивление его участка эмиттер — коллектор велико, а падение напряжения на резисторе *R8* ($U_{макс}$) близко к нулю. В течение отрицательного полупериода выходного напряжения мультивибратора БТ *VT3* открыт и напряжение на резисторе *R8* ($U_{мин}$) пропорционально напряжению на коллекторе управляющего транзистора *VT6*. Состояние мультивибратора определяется знаком полярности напряжений на входах ОУ *DA2*. При положительном (относительно общего провода) напряжении на выходе *DA2* ток через резистор *R9* заряжает конденсатор *C2* до напряжения на инвертирующем входе ОУ *DA2*, превышающего напряжение на неинвертирующем. Выходное напряжение *DA2* меняет знак и конденсатор *C2* разряжается через резистор *R9*, пока напряжение на нем не станет ниже $U_{мин}$ и мультивибратор перекинется в другое устойчивое состояние с положительным выходным напряжением. Цикл повторяется. При точной настройке на радиостанцию выходное напря-

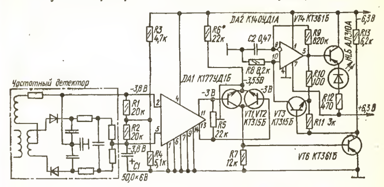


Рис. XII.9. Схема индикатора точной настройки приемника ЧМ сигналов.

женне индикатора равно нулю, коллекторные токи БТ *VT1* и *VT2* малы н падение напряжения на резисторе *R7* невелнко. По этой причине сопротивление участка эмиттер — коллектор БТ *VT3* максимально и падение напряжения на резнсторе *R8* практически равно нулю. Период повторения нмпульсов на выходе мультивнбратора и связанная с ним частота мигання светодиода *HL5*, подключенного к выходу ОУ *DA2* через УПТ на БТ *VT4*, в этом случае определяются постоянной временн зарядно-разрядной цепн конденсатора *C2*. По мере расстройки приемнка в ту или иную сторону на входе индикатора появляется напряжение, которое после усиления ИМС *DA1* в зависимости от анака расстройки поступает на базу БТ *VT1* илн *VT2*. В обоих случаях независимо от знака расстройки увеличивается ток через резистор *R7* и ток, управляющий транзистором *VT3*. В результате на резисторе *R8* появляется снгнал и конденсатор *C2* разряжается. Пернод повторения импульсов мультнвибратора увеличивается, частота миганий светодиода *HL5* уменьшается, и они становятся заметными для глаз.

В устройстве использованы постоянные резисторы МЛТ, переменный резистор СП3-22а (*R5*), конденсатор *C2* — К73-17 (можно К73-9 или КМ). Вместо светодиода АЛ310А можно применить любой другой нли лампу накаливания МН 2,5-0,068 (в последнем случае ввиду большей ннерцнонности лампы частоту колебанй мультивибратора следует несколько снизить, увеличнв сопротнвление резистора *R9* до 910 кОм).

При работе с детекторами другого типа, например квадратурными «Вега-115 стерео», «Вега-118 стерео»), индикатор следует подключать через резисторы сопротивлением (в килоомах) $R = 21 + U_0/0{,}15$, где U_0 — выходное постоянное напряжение частотного детектора прн точной настройке на радиостанцию. Резисторы *R3* и *R4* в этом случае следует исключить, а резисторы *R1* и *R2* соединить непосредственно с источннком напряжения —6,3 В.

2.4. Высококачественный АМ тюнер [14]

Тюнер предназначен для прнема программ местных РВ станций в диапазоне СВ на рамочную антенну в городских условиях. Сигнал с рамочной антенны *WA1* (рис. XII.10) поступает на симметрирующий трансформатор *T1*, вторичная обмотка которого нагружена аттенюатором АРУ, состоящнм из резистора *R1* и ПТ *VT1*. При слабых сигналах транзистор закрыт, нх уровень не уменьшается. При срабатывании системы АРУ от заметного входного уровня сигнала ПТ *VT1* открывается, аттенюатор ослабляет снгнал. Уснлитель РЧ выполнен по каскодной схеме на БТ *VT2*, *VT3*, он имеет высокое выходное сопротивленне, и связанные контуры *L1C7C8*, *L2C10C11* включены в коллекторную цепь БТ *VT3* непосредственно, функции элемента связн выполняет резнстор *R10*. Резистор ООС *R5* в эмиттерной цепи БТ *VT2* повышает линейность усилнтеля, резистор *R9* в коллекторной цепн БТ *VT3* устраняет возможность его самовозбуждения на ВЧ. Детектор выполнен на днодах *VD4* и *VD5*. Устройство на транзисторах *VT6*—*VT8* и ИМС *DA1* выполняет одновременно функции УЗЧ и УПТ для АРУ. Верхняя граничная частота полосы пропускания УЗЧ определяется емкостью конденсатора *C19* и составляет 10 кГц. Для того чтобы параметры тюнера (чувствнтельность, порог срабатывания и глубнна АРУ) не завнсели от напряження пнтания и начальное управляющее напряжение АРУ на коллекторе БТ *VT8* оставалось неизменным прн разряде батареи питания, применены источник тока на ПТ *VT7* н «токовое зеркало» на транзнсторной сборке *DA1*. Па-

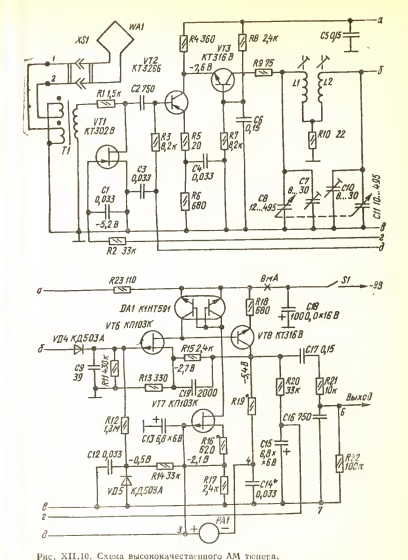


Рис. XII.10. Схема высококачественного АМ тюнера.

дение напряжения на резисторе *R17* в цепи источника тока ПТ *VT7* используется для стабилизации режима БТ *VT2* и напряжения смещения диода *VD5*. Напряжение АРУ с коллектора БТ *VT8* поступает на затвор ПТ *VT1* через фильтр *R20C15*. Необходимое напряжение задержки АРУ создается за счет разницы между номинальным выходным (—5,4 В) и напряжением отсечки ПТ *VT1*. С целью повышения помехозащищенности тюнер питается от батареек (9 В). Основные технические характеристики устройства сохраняются

при снижении напряжения питания до 6 В (контроль — индикатором PA1).

При конструировании устройства использованы резисторы МЛТ-0,25 (с допустимым отклонением от номинальных сопротивлений не более ± 10 %), конденсаторы — К53-1 и КМ. В качестве индикатора настройки может служить любой микроамперметр с током полного отклонения 50...200 мкА. Блок КПЕ (унифицированный сдвоенный, с максимальной емкостью секций 495 пФ) на плате закреплен через три эластичные втулки. Симметрирующий трансформатор выполнен на кольце М2000НМ1-К16 × 10 × 4,5. Его обмотки намотаны монтажным проводом внешним диаметром 0,55 мм в два провода. Сначала на кольцо плотно наматывают 11 витков, затем, сделав из провода первичной обмотки петлю длиной 50...60 мм, наматывают еще 11. Петлю разрезают посредине и припаивают концы к соответствующим точкам схемы. Для системы АРУ подбирают ПТ *VT1* с напряжением отсечки 4,4...4,6 В, а для усилителя (*VT6*, *VT7*) — ПТ с одинаковыми начальными токами стока 2...2,5 мА. Каркас рамочной антенны изготавливают в форме прямоугольника, квадрата, круга. Если для фидера использовать двухжильный телефонный провод длиной 4 м с погонной емкостью 120 пФ/м, то индуктивность рамочной антенны должна быть около 200 мкГн, в этом случае при площади рамки 1 м² она должна содержать 7—8 витков.

При налаживании подбором резистора *R16* устанавливают напряжение на коллекторе БТ *VT8* (—5,4 В), подбором резистора *R19* добиваются отклонения стрелки индикатора PA1 на всю шкалу. О сопряжении контуров судят по максимальному отклонению стрелки индикатора влево при изменении емкостей подстроечными конденсаторами *C7* и *C10* во время приема сигналов мощных местных станций.

2.5. Устройство полуавтоматической электронной настройки приемника по диапазону [21]

Устройство с помощью варикапов позволяет настроиться на нужную радиостанцию при нажатии на соответствующую кнопку, надобность в ручке настройки отпадает. Основной узел настроечного устройства (рис. XII.11) — интегратор, выходное напряжение которого используется для управления варикапами, выполнен на ИМС К284УН1Б, имеющей на входе ПТ с высоким входным сопротивлением. В верхнем (по схеме) положении переключателя *S1* выходное напряжение, а следовательно, и напряжение, поступающее на варикапы, линейно уменьшаются, в нижнем — увеличиваются, а в среднем — фиксируются на достигнутом уровне, что соответствует перестройке контуров по частоте вверх, вниз и фиксации настройки в течение нескольких часов. Пределы изменения выходного напряжения интегратора относительно общего провода ± 10 В. При использовании интеграторов в АМ тюнерах средний контакт переключателя *S1* оставляют свободным. В ЧМ тюнере его подключают к ЧД, выходное напряжение которого равно нулю при точной настройке на частоту радиостанции. Если в момент окончания перестройки приемник не будет точно настроен на радиостанцию (переключатель *S1* установлен в среднее положение при наличии некоторой расстройки), то на интегратор поступит некоторое (пропорциональное расстройке) постоянное напряжение. В результате выходное напряжение интегратора будет меняться до достижения точной настройки, т. е. в этом положении переключателя будет действовать АПЧ со значительным преимуществом перед обычной — отсутствием остаточной расстройки. При использовании устройства нет необходимости точно подстраиваться: услышав передачу ЧМ стан-

ции, следует установить переключатель *S1* в среднее положение, и через 1...2 с приемник настроится на ее частоту, причем настройка сохранится и при пропадании на некоторое время сигнала радиостанции, что очень удобно в автомобильных и переносных приемниках.

При конструировании переключатель *S1* желательно выполнить в виде нефиксируемой в нажатом положении клавиши. Контакты устанавливаются под ней так, чтобы при нажатии на один ее конец переключатель устанавливался в верхнее (по схеме) положение, на другой — в нижнее и при отпускании — в среднее. Для увеличения времени сохранности настройки сопротивление изоляции контактов переключателя и выводов конденсатора *C1* должно быть высоким. Контакты переключателя и провода рекомендуется экранировать. Для индикации частоты настройки подойдет любой стрелочный прибор

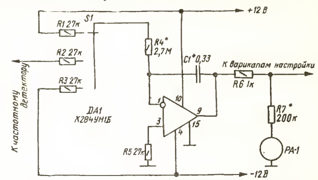


Рис. XII.11. Схема устройства полуавтоматической электронной настройки приемника.

с током полного отклонения 50...100 мкА и шкалой с нулем в середине. В зависимости от диапазона частот его шкалу градуируют в килогерцах или мегагерцах. При использовании прибора с нулем в начале шкалы его нижний (по схеме) вывод следует соединить с минусовым выводом источника питания (—12 В).

При налаживании интегратора, используемого в тюнере, следует убедиться в правильности работы АПЧ. Если в среднем положении переключателя *S1* наблюдается не подстройка, а расстройка приемника, необходимо изменить полярность выходного напряжения ЧД, поменяв местами выводы его катушки связи. Скорость перестройки приемника по диапазону можно изменить подбором резистора *R4* и конденсатора *C1*, а ток через прибор PA1 — подбором резистора *R7*.

2.6. Синхронный детектор в супергетеродинном приемнике АМ сигнала [1]

При встраивании СД в переносные радиоприемники ВЭФ-201 и ВЭФ-202 простая замена детекторов нарушает работу АРУ приемника и делает его неработоспособным. Принципиальная схема СД, доработанного по сравнению с описанной (гл. XII, п. 3.2), приведена на рис. XII.12,*а*, штрихпунктирной линией выделен фрагмент принципиальной схемы приемника ВЭФ-201. Система АРУ приемника управляется постоянной составляющей напряжения с конденсатора *C70*, равной амплитуде сигнала ПЧ на входе детектора. Потенциал

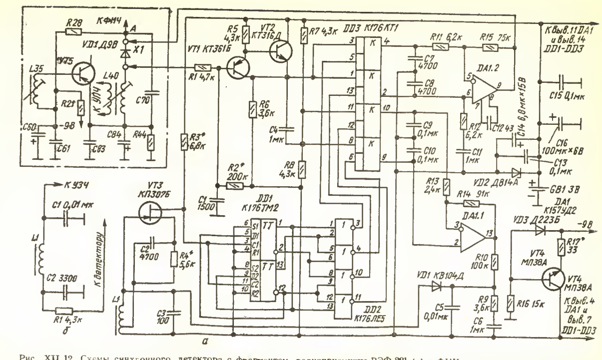


Рис. XII.12. Схемы синхронного детектора с фрагментом радиоприемника ВЭФ-201 (*а*) и ФНЧ третьего порядка для подключения в точку *А* (*б*).

точки *A* (выхода детектора) равен сумме напряжений на конденсаторе *C70* и резисторе *R44*, при приеме мощных радиостанций становится положительным относительно общего провода приемника. У включенного вместо диода *VD1* синхронного детектора при отсутствии сигнала ПЧ постоянный потенциал выхода должен быть равен потенциалу входа, т. е. напряжению на резисторе *R44*, а при приеме радиостанций — превышать входной на значение амплитуды сигнала ПЧ и иметь возможность принимать положительные относительно общего провода значения. Чтобы потенциал выхода детектора был положительным относительно общего провода, в цепь питания вводится дополнительная батарея *GB1* (четыре включенных параллельно-последовательно элемента 332), которая попутно обеспечивает нормальное напряжение питания ИМС при разряде батареи приемника и близкий к оптимальному потенциал информационных входов ИМС *DD3*.

Эмиттерный повторитель СД выполнен на двух БТ разной структуры *VT1*, *VT2*, что позволило устранить сдвиг входного уровня на значение напряжения смещения эмиттерного перехода. Повторитель гальванически связан с выходом детектора приемника через резистор *R1*, который вместе с конденсатором *C1* образует делитель напряжения ПЧ. При определенном соотношении номиналов элементов *R1*, *C1*, *R15*, *R11* можно достичь такой же громкости приема с СД, как и с обычным, так как продетектированный сигнал усиливается ОУ *DA1.2*.

Разделительный конденсатор из цепи инвертирующего входа ОУ *DA1.2* (см. рис. XII.14) исключен, а ФНЧ перенесен на вход УЗЧ приемника (точка *A*) и заменен на фильтр третьего порядка с частотой среза около 6 кГц (рис. XII.12,*б*), чтобы сигналы мощных соседних станций, преобразовываясь по частоте, не проникали в УЗЧ и, детектируясь в нем, не создавали дополнительных помех. Чтобы изменения постоянной составляющей на входе детектора не расстраивали его гетеродин, в цепь нижних (по схеме) ключей ИМС *DD3* введен конденсатор *C4*. Напряжение на выходе ОУ *DA1.1*, а следовательно, и частота гетеродина определяются делителем *R7R8*.

При конструировании СД катушку *L1* (рис. XII.12,*а*) наматывают проводом ПЭЛ 0,15 (12 + 36 витков), используя унифицированную арматуру от ФПЧ портативных приемников, катушку *L1* ФНЧ (рис. XII.12,*б*) — на кольце К20 × 12 × 6 из феррита 2000НМ проводом ПЭЛ 0,15 (370 витков). Детектор выполняют в виде экранированной приставки, которая подключается к приемнику через приспособленное для этой цели магнитофонное гнездо *X1* (экран полностью устраняет наводки гетеродина на вход приемника и его УПЧ). Для осуществления обычного детектирования в гнездо *X1* вместо приставки включают вилку с диодом *VD1*, так как синхронное детектирование полезно не всегда (см. ниже, в этой рубрике).

Налаживание начинают с установки тока 3,5...4 мА через стабилитрон *VD2* подбором резистора *R17*. При этом ток, потребляемый всем устройством, должен составлять примерно 12 мА. Затем добиваются устойчивой генерации гетеродина и переключения триггеров ИМС *DD1* подбором резисторов *R3* и *R4* при амплитуде напряжения на контуре (затворе ПТ *VT3*), не превышающей 1...2 В. Частоту гетеродина устанавливают равной 1860 кГц подстроечником катушки *L1*, а при необходимости и подбором конденсатора *C3*. В заключение обеспечивают режим работы СД: настраиваются на мощную станцию при включении обычного детектора и измеряют постоянное напряжение в точке *A*, затем, заменив диод синхронным детектором, добиваются в этой точке такого же потенциала подбором резистора *R2*. Громкость приема в обоих случаях должна быть примерно одинаковой. СД устойчиво работает при слабых сигналах, но *при работе близких по частоте*

радиостанций «захват» их системой ФАПЧ может быть затруднен. В этом случае незначительно расстраивают гетеродин сердечником катушки *L1* или вводят электронную подстройку, включив переменный резистор сопротивлением несколько мегаом параллельно конденсатору *C5*.

3. Приемники сигналов с амплитудной модуляцией в диапазонах ДВ—СВ—КВ

3.1. Супергетеродин на одной микросхеме «Селга-309» [5]

Супергетеродин предназначен для приема передач РВ станций на магнитную антенну в диапазонах СВ и ДВ, питается от встроенной батареи напряжением 4,5 В (три элемента 316 или А316), потребляя в отсутствие сигнала ток 10...13 мА, а при выходной мощности, равной 40 % номинальной, около 40 мА. Предусмотрена возможность подключения к приемнику внешней антенны и миниатюрного головного телефона ТМ-4 (см. также гл. XII, п. 1.6). Параметры полностью соответствуют требованиям ГОСТ 5651—82 к переносным приемникам третьей группы сложности.

Основные технические характеристики: чувствительность по напряженности поля, ограниченная шумами, при отношении сигнал/шум 20 дБ в диапазоне СВ 0,7 мВ/м, в диапазоне ДВ 1,4 мВ/м; минимальная избирательность по соседнему каналу 30 дБ при расстройке ± 9 кГц на частоте 1 МГц, то же по зеркальному каналу 46 дБ на частоте 200 кГц и 36 дБ на частоте 1 МГц; диапазон воспроизводимых частот 450...3150 Гц по звуковому давлению; коэффициент гармоник всего тракта 3 % по электрическому напряжению; выходная мощность номинальная/максимальная 100/160 мВт; действие АРУ: изменение уровня сигнала на выходе 4 дБ при изменении входного сигнала на 30 дБ; габаритные размеры 75 × 150 × 35 мм; масса с батареей питания 340 г.

Радиоприемник выполнен на основе ИМС К174ХА10 (аналоги в ФРГ TDA1083, в ГДР А283D), структурная схема и цоколевка ИМС приведены на рис. XII.13,*а*.

Двойной балансный смеситель *U1* обеспечивает отношение сигнал/шум 20 дБ при входном сигнале на выводах *6* и *7* не более 30 мкВ и глубине модуляции 30 %. Максимальный входной сигнал при коэффициенте гармоник 10 % и глубине модуляции 80 % составляет не менее 150 мВ, входное сопротивление смесителя 3 кОм.

Гетеродин *G1* представляет собой симметричный мультивибратор с коллекторно-базовыми связями транзисторов и генераторов тока в цепях их эмиттеров. Напряжение синусоидальной формы выделяется на перестраиваемом *LC*-контуре, подключаемом через катушку связи к выводу *5*. Оптимальное напряжение гетеродина на нем 150... ...200 мВ. Преимущество такой схемы перед традиционной «трехточкой» — всего две коммутируемые цепи. Коэффициент передачи смесителя *U1* и напряжение гетеродина *G1* зависят от уровня входного сигнала, так как они охвачены системой АРУ. Напряжение ПЧ 465 выделяется на *LC*-контуре, подключаемом к выводу *4*, и после цепей избирательности по соседнему каналу приема поступает на вход УПЧ *A1* (к выводам *1* и *2*).

Усилитель ПЧ представляет собой четыре каскада ДУ с резистивной нагрузкой и один резонансный, нагруженный широкополосным

LC-контуром, подключаемым к выводам *14* и *15*. Для управления стабилизатором тока УПЧ используется постоянная составляющая сигнала ЗЧ на выводе *8*. Выход УПЧ является также входом первого дифференциального каскада двухтактного детектора *U2*: на выводы *14* и *15* подается со сдвигом фаз 180° сигнал с широкополосного УПЧ.

Коэффициент передачи детектора равен 6...8 дБ, напряжение ЗЧ на его выходе (вывод *8*) 70...200 мВ при сигнале на входе смесителя 1 мВ и глубине модуляции 30 %. Разброс параметров экземпляров ИМС компенсируют подбором резистора, подсоединяемого к выводу *8*, сюда же подключается конденсатор фильтра детектора. Выходной ток детектора не должен превышать 0,4 мА.

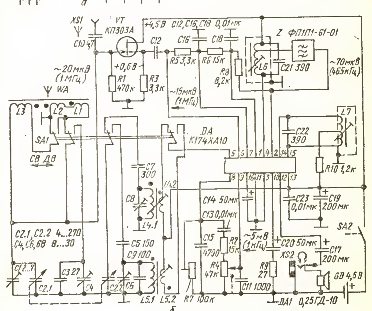


Рис. XII.13. Структурная (*а*) и принципиальная (*б*) схемы супергетеродинного радиоприемника «Селга-309».

Первый каскад УЗЧ *А2* выполнен на транзисторах структуры *p — n — p*, благодаря чему на его входе (вывод *9*) создается нулевой потенциал; входное сопротивление 100 кОм. Двухтактный выходной каскад на БТ структуры *n — p — n* работает в режиме *В* и обеспечивает при напряжении питания 6 В максимальную выходную мощность не менее 0,3 Вт на нагрузке 8 Ом. Коэффициент передачи УЗЧ равен 36...38 дБ, коэффициент гармоник — 1,5 %. К выводу *10* подключается оксидный конденсатор развязки по постоянному напряжению

цепи ООС УЗЧ, на этом же выводе обеспечивается стабилизированное постоянное напряжение 1,2 В.

Микросхема работает при напряжении питания 2,7...10 В. При питании от источника более высокого напряжения используется балластный резистор, ограничивающий потребляемый ток до 50 мА. При повышенном напряжении начинает работать внутренний стабилизатор параллельного типа *G2*, выполненный на одном БТ и двух стабилитронах. Ток, потребляемый ИМС в отсутствие сигнала при напряжении питания 6 В, составляет не более 16 мА, его зависимость от напряжения питания — линейная.

ВЦ приемника (рис. XII.13,*б*) состоит из катушек *L1—L3* магнитной антенны *WA* и конденсаторов *C1*, *C2.1* (одна из секций сдвоенного блока КПЕ *C2*), *C3* и *C4*, коммутируется двумя группами контактов переключателя *SA1* так, что на ДВ катушки включаются последовательно, а на СВ — параллельно (на схеме показано положение СВ). Истоковый повторитель на ПТ *VT* служит для согласования высокодобротной ВЦ с входом смесителя ИМС. Коэффициент передачи напряжения равен 0,75...0,95, выходное сопротивление 250...750 Ом, ток канала ПТ 0,2...0,5 мА. Благодаря высокому входному сопротивлению и линейности проходной характеристики ПТ радиоприемник имеет хорошую избирательность по зеркальному и другим дополнительным каналам приема. Полоса пропускания ВЦ определяется добротностью МА и сопротивлением шунтирующего ее резистора *R1*. С истока транзистора *VT* сигнал РЧ через конденсатор *C12* поступает на вход смесителя ИМС (вывод *6*). Второй вход (*7*) смесителя соединен с общим проводом через конденсатор *C16*, между базами первого ДУ смесителя включен резистор *R5*, задающий его режим по постоянному току. Аналогичную роль выполняет резистор *R6* на входе УПЧ. Катушки гетеродина коммутируются двумя другими группами контактов переключателя *SA1*, точность сопряжения настроек гетеродина и ВЦ на средних частотах диапазонов определяется конденсаторами *C5* (ДВ) и *C7* (СВ). Контуры перестраиваются сдвоенным блоком КПЕ *C2*. Напряжение ПЧ выделяется контуром *L6C21* и поступает на вход ПКФ, согласование его с выходом смесителя автотрансформаторное. Коэффициент включения в контур равен 0,1, нагрузкой являются резистор *R8* и входное сопротивление УПЧ ИМС, поэтому номинал резистора больше требуемого по ТУ на пьезофильтр. Полоса пропускания УПЧ на уровне —6 дБ лежит в пределах 6...8 кГц, ослабление сигнала от выхода смесителя (вывод *4*) до входа УПЧ (вывод *2*) 23... ...26 дБ. Нагрузкой последнего каскада служит контур *L7C22*, к отводу от середины обмотки его катушки подключен резистор *R10*, задающий режим по постоянному току входного каскада детектора. С выхода детектора (вывод *8*) сигнал ЗЧ через регулятор громкости (переменный резистор *R4*) поступает на вход УЗЧ (вывод *9*), конденсатор *C15* и цепь *R2R4C11* отфильтровывают составляющие ПЧ продетектированного напряжения. Усиленный сигнал ЗЧ через разделительный конденсатор *C17* и контакты телефонного гнезда *XS2* подводится к динамической головке *BA1*, резистор *R9* увеличивает глубину ООС УЗЧ и снижает его коэффициент гармоник.

При регулировке максимальную чувствительность приемника устанавливают подстроечным резистором *R7*. Напряжения сигналов в характерных точках приемника указаны на схеме, режимы по постоянному току на выводах ИМС относительно выводов *3* или *11*:

Номер вывода	*1* и *2*	*4*,*5* и *13*	*6* и *7*	*9*	*10*	*12*	*14* и *15*	*16*
Напряжение сигнала, В	0,9	4,5	0.85	0,01	1,2	2,1	4,35	1

Все детали приемника, кроме динамической головки, телефонного гнезда и верньерного устройства на основе зубчатой передачи, смонтированы на печатной плате размерами 105 × 65 мм, помещенной в корпус из полистирола.

3.2. Синхронный АМ приемник [22]

Приемник позволяет качественно принимать три-четыре местные или мощные удаленные радиостанции в диапазоне СВ. Помехи от соседних станций не детектируются синхронным детектором, а преобразуются по частоте, поэтому при расстройке более 10...20 кГц мешающие сигналы оказываются в ультразвуковой области спектра, где они плохо слышимы и легко отфильтровываются. Полоса воспроизводимых частот расширена до 10 кГц, что соответствует спектру передаваемых в эфир сигналов.

Основные технические характеристики: чувствительность при выходной мощности 50 мВт не хуже 1 мВ/м; диапазон воспроизводимых частот 50...10 000 Гц; избирательность при расстройке ± 20 кГц не менее 26 дБ; выходная мощность 1 Вт. Приемник рассчитан на подключение высококачественных телефонов или динамической головки с номинальным сопротивлением 4...16 Ом, возможно и подключение внешнего УЗЧ непосредственно к выходу СД. Питание от источника напряжением 12...15 В; потребляемый ток 40...50 мА. Схема приемника рассчитана на прием передач на частотах 549, 846, 873 и 918 кГц. Для настройки на частоты других радиостанций диапазонов СВ и ДВ нужно изменить емкости конденсаторов и (или) числа витков магнитной антенны и катушки гетеродина. В качестве входного контура (рис. XII.14) служат катушка *L1* магнитной антенны *WA1*, переключаемые конденсаторы *C2*, *C4*, *C6*, *C8* — для подстройки и *C1*, *C3*, *C5*, *C7* — для настройки, резисторы *R1—R3* — для снижения добротности (полоса пропускания примерно 20 кГц). В верхнем (по схеме) положении переключателя *SA1.1* (частота 918 кГц) шунтирующий резистор отсутствует для обеспечения максимальной чувствительности приема. УРЧ (на транзисторах *VT1*, *VT2*) служит также для согласования высокого резонансного сопротивления входного контура магнитной антенны с низким входным сопротивлением ключевого смесителя (*DD3*) и для защиты входного контура от проникания РЧ напряжения со стороны цифровой части приемника. Гетеродин на ПТ *VT3* в каждом положении переключателя *SA1* настроен на учетверенную частоту принимаемого сигнала (контур состоит из катушки *L2*, конденсаторов *C9—C13*, варикапа подстройки *VD1* для первых трех поддиапазонов и *VD2* для низкочастотного диапазона). Со стока транзистора *VT3* сигнал гетеродина подается на цифровое устройство деления частоты в четыре раза, собранное на триггерах ИМС *DD1*. На выходах триггеров формируется четырехфазное (0,180, 90 и 270°) напряжение с частотой принимаемого сигнала, имеющее прямоугольную форму и скважность (отношение периода к длительности импульса), равную двум. Логическая ИМС *DD2* формирует импульсы со скважностью четыре, поочередно открывающие ключи балансных смесителей, собранных на ИМС *DD3*. Сигнальные входы ключей соединены вместе, на них с выхода УРЧ подается напряжение принимаемого сигнала. Два нижних (по схеме) ключа образуют балансный смеситель (фазовый детектор) системы ФАПЧ, вырабатывающий напряжение ошибки, пропорциональное отклонению сдвига фаз между напряжениями сигнала и гетеродина от 90°. Напряжение ошибки сглаживается конденсаторами *C21* и *C22*, усиливается ОУ *DA1.1* и через пропорционально интегрирующий фильтр *R10R11C27* поступает на варикапы

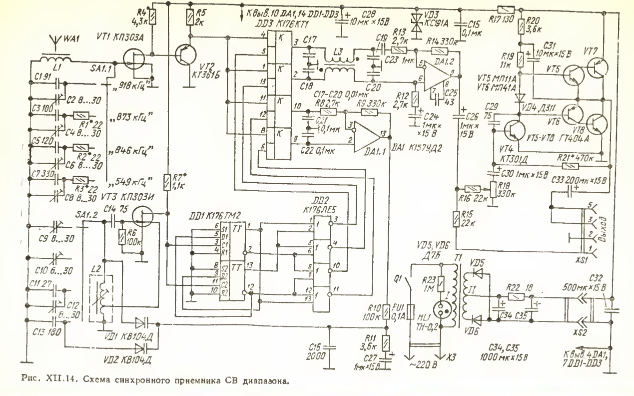


Рис. XII.14. Схема синхронного приемника СВ диапазона.

VD1, *VD2*, подстраивая частоту гетеродина. При переключениях настроек система ФАПЧ захватывает сигнал, если его частота находится в пределах полосы захвата, устанавливая точное равенство частот и 90-градусный фазовый сдвиг сигналов на входах смесителя. При этом на входах второго балансного смесителя, образованного двумя верхними (по схеме) ключами, фазы сигналов совпадают, что необходимо для синхронного детектирования АМ колебаний. Сигнал ЗЧ с контактов *2,3DD3* поступает на симметричный ФНЧ *L3C17-C20* с частотой среза 10 кГц. Обе катушки ФНЧ размещены на одном магнитопроводе, что упрощает конструкцию (нужно при этом соблюдать порядок подключения выводов, показанный на схеме). Синфазные помехи подавляются предварительным УЗЧ (ОУ *DA1.2*). Цепь *R12C24* выравнивает входные сопротивления инвертирующего и неинвертирующего входов ОУ. Напряжение ЗЧ поступает на линейный выход (контакт *1* разъема *XS1*) и на регулятор громкости (переменный резистор *R18*). Усилитель мощности ЗЧ собран на БТ *VT4—VT8*. Цепь *R20C31* является вольтодобавкой, *R21* — резистором ООС, стабилизирующей режим работы. Необычное включение регулятора громкости *R18* (движком к источнику сигнала), как и *R8* на рис. XII.2, способствует при малых громкостях увеличению глубины ООС через резистор *R21*, что обеспечивает снижение искажений. Приемник питается от выпрямителя (сетевой трансформатор *T1*, диоды *VD5*, *VD6*, сглаживающий фильтр *R22C34C35*). Напряжение питания радиочастотной части стабилизировано стабилитроном *VD3*.

Магнитная антенна изготовлена на круглом магнитопроводе диаметром 8 и длиной 160 мм из ферритового стержня марки 600НН. Катушка *L1* содержит 52 витка провода ЛЭШО 21 × 0,07, намотанного виток к витку на гильзу, склеенную из кабельной бумаги. Для катушки гетеродина *L2* (8 + 24 витка провода ПЭЛ 0,15) применена унифицированная арматура от ФПЧ портативных приемников. Катушка ФНЧ *L3* (2 × 130 витков провода ПЭЛ 0,15) намотана в два провода на ферритовое (2000НМ) кольцо типоразмера К16 × 8 × 5. Магнитопровод трансформатора питания собран на сердечнике Ш12 × 16. Обмотка I содержит 6000 витков провода ПЭЛ 0,1, обмотка II — 2 × 350 витков провода ПЭЛ 0,31. Во входном и гетеродинном контурах применены конденсаторы типа КТ-1 и подстроечные — типа КПК-М, остальные — типа КЛС и К50-6. В качестве постоянных резисторов могут быть любые малогабаритные, переменный резистор *R18* — группы В.

Вместо ПТ КП303А можно использовать другие ПТ этой серии, но при этом в цепь истока следует включить резистор автосмещения, зашунтированный конденсатором емкостью 0,01...0,5 мкФ, вместо БТ КТ361Б — любой ВЧ транзистор структуры *p — n — p* либо *n — p — n*, например серии КТ315, но его коллектор нужно соединить с проводом питания, а эмиттер — через резистор *R5* с общим проводом. Вместо ПТ КП303И можно применить ПТ КП303А, но при этом сопротивление резистора *R7* необходимо увеличить до 1,8... ...2,2 кОм. БТ КТ301Д можно заменить транзисторами серий КТ312, КТ315, КТ201, микросхему К176ТМ2 (*DD1*) — К176ТМ1. При отсутствии ИМС К176ЛЕ5 можно обойтись без нее, но выходы триггеров делителя частоты *DD1* следует соединить непосредственно с управляющими входами балансных смесителей *DD3*, а в выходные цепи ключей (выводы *2*, *3*, *9*, *10* ИМС *DD3*) включить резисторы сопротивлением 2,2 кОм, чтобы при одновременном открывании ключей не нарушилась работа балансных смесителей. Недостатком удаления ИМС *DD2* является некоторое снижение коэффициента передачи смесителей. Вместо приведенных на схеме можно применить любые варикапы серии

КВ104, вместо стабилитрона *VD3* КС191А — любой с напряжением стабилизации 9 В.

Налаживание приемника начинают с УЗЧ: подбором резистора *R21* добиваются напряжения на коллекторах БТ *VT7*, *VT8*, равного половине напряжения питания, ток покоя 6...12 мА устанавливают подбором диода *VD4*, применив любые точечные германиевые диоды. Режим работы УРЧ проверяют установкой напряжения на эмиттере БТ *VT2* 4,5 В подбором резистора *R4*. Гетеродин и цифровую часть приемника проверяют осциллографом: на истоке ПТ *VT3* должно быть напряжение синусоидальной формы, на выходах триггеров ИМС *DD1* — прямоугольной со скважностью два, на выходах ИМС *DD2* — прямоугольной со скважностью четыре. Если гетеродин генерирует, а триггеры не переключаются, необходимо подобрать резистор *R7*. Режимы работы ОУ проверяют, измеряя напряжение на выводах *9* (4,5 В) и *13* (3...7 В) ИМС *DA1*. Если напряжение на выводе *13* близко к нулю или к напряжению питания, то ОУ *DA1.1* вошел в насыщение и следует проверить вновь работу цифровой части приемника и при необходимости сбалансировать ОУ, включив резистор сопротивлением несколько мегаом между инвертирующим входом (вывод *3*) и общим проводом или проводом питания +9 В. Настройку на частоты радиостанций начинают с 549 кГц подстроечником катушки *L2*, при других положениях переключателя *SA1.1*, *SA1.2* частоту гетеродина устанавливают конденсаторами *C9*, *C10* и *C12*, не трогая подстроечник катушки. Станцию находят по характерному свисту и, перестраивая гетеродин в сторону понижения высоты свиста, добиваются его прекращения, свидетельствующего о захвате частоты системой ФАПЧ.

3.3. Приемник коротковолновика-наблюдателя [24]

Приемник (рис. XII.15) предназначен для приема сигналов любительских радиостанций, работающих в КВ диапазонах 10, 15, 20, 40 и 80 м, построен по схеме прямого преобразования частоты и состоит из набора входных ПФ, настроенных на средние частоты любительских диапазонов, широкополосного УРЧ на транзисторе *VT1*, диодного смесителя *VD1*, *VD2*, гетеродина *VT2* и обладающего большим коэффициентом передачи трехкаскадного УЗЧ на транзисторах *VT3*—*VT5*, нагруженного головными телефонами *BF1*. Нужный диапазон выбирают переключателем *SA1.1*, *SA1.2*, подсоединяющим ко входу УРЧ один из ПФ, а к смесителю — соответствующий контур гетеродина. Последний перестраивается по частоте КПЕ *C27* и генерирует колебания, частота которых вдвое ниже частоты принимаемых сигналов РЧ. Для уменьшения зависимости частоты гетеродина от напряжения питания применен простой стабилизатор на стабилитроне *VD3*.

Усиленный транзистором *VT1* сигнал любительской радиостанции поступает на смеситель *VD1*, *VD2* через широкополосный трансформатор РЧ *T1*. Возникающие в результате прямого преобразования колебания ЗЧ через ФНЧ *L16C32* подводятся к регулятору громкости — переменному резистору *R7*, а с его движка — к входу усилителя ЗЧ.

Для предотвращения самовозбуждения приемника из-за паразитных связей его каскадов через общий источник питания применены развязывающие фильтры *R6C18*, *R9C34*, *R15C35* и конденсатор *C38*. С этой же целью провода, идущие к подвижным контактам секций переключателя *SA1.1*, *SA1.2*, экранированы.

Детали приемника смонтированы на печатной плате размерами 170 × 100 мм. Все катушки намотаны на полистироловые каркасы диаметром 7 мм с подстроечниками из карбонильного железа (исполь-

Рис. XII.15. Схема приемника коротковолновика-наблюдателя.

зованы каркасы ФПЧ телевизионных приемников). Расстояние между осями катушек входных ПФ — примерно 16 мм. Намоточные данные катушек приведены в таблице (намотка рядовая, виток к витку). Индуктивность дросселя *L16* (конструкция может быть любой) — 100 мГн. Широкополосный трансформатор *T1* намотан на ферритовое (100НН) кольцо внешним диаметром 10 мм. Каждая из его обмоток содержит семь витков эмалированного провода диаметром 0,3 мм, намотка выполнена одновременно тремя проводами. Выводы конденсаторов, входящих в состав контуров ПФ и гетеродина, и провода от переключателя диапазонов припаяны к запрессованным в пластмассовые основания каркасов контактам, служащим выводами катушек. Между катушками ПФ и гетеродина, а также между ними и остальными деталями приемника на плате установлены латунные экраны.

Таблица. Намоточные данные катушек

Катушка	Диапазон, м	Индуктивность, мкГн	Число витков	Провод
L1, L2	80	4,6	4+26	ПЭВ-2 0,2
L3, L4	40	2,3	3+14	ПЭВ-2 0,29
L5, L6	20	1,15	3+11	ПЭВ-2 0,35
L7, L8	15	0,57	2+6	ПЭВ-2 0,62
L9, L10	20	0,4	2+5	ПЭВ-2 0,62
L11	80	9,2	5+35	ПЭВ-2 0,12
L12	40	4,6	4+26	ПЭВ-2 0,2
L13	20	2,3	2+15	ПЭВ-2 0,29
L14	15	1	2+14	ПЭВ-2 0,35
L15	10	1,15	2+12	ПЭВ-2 0,35

Вместо указанных на схеме в приемнике можно использовать отечественные транзисторы серий КТ325, КТ355, КТ368 (*VT1, VT2*) и КТ373 (*VT3, VT5*), диоды КД503А (*VD1, VD2*), стабилитрон КС175А (*VD3*). Головные телефоны *BF1* — электромагнитные сопротивлением 3...5 кОм. Дроссель *L16* можно намотать на ферритовое (3000НМ-1) кольцо типоразмера К 20 × 12 × 6: обмотка должна содержать 22... ...240 витков провода ПЭЛШО 0,1.

3.4. Коротковолновый приемник [12]

Приемник выполнен на трех транзисторах и предназначен для приема радиостанций в диапазоне 25...75 м. Увеличение чувствительности и селективности достигается рефлексным использованием двух из его транзисторов и введением регулируемой ПОС. Потребляемый приемником ток не превышает 12 мА. Принятые антенной (медный провод длиной несколько метров) ВЧ колебания через конденсатор *C1* (рис. XII.16) поступают в цепь эмиттера БТ *VT1*, для сигналов ВЧ этот транзистор включен по схеме ОБ (база соединена по ВЧ с общим проводом через конденсаторы *C3* и *C6*), далее через катушку связи *L1* — на колебательный контур *L2C2*, которым приемник настраивают на выбранную станцию, и на базу БТ *VT2*, который в данном случае выполняет функции эмиттерного повторителя. Диод *VD4* детектирует принятый сигнал, поэтому в цепи эмиттера БТ *VT2* выделяется напряжение ЗЧ, для которого он включен по схеме ОБ (база соединена по переменному току с общим проводом через конденсатор *C4*). Нагруз-

кой каскада на ЗЧ является дроссель $L3$. Усиленное транзистором $VT2$ напряжение ЗЧ подается на базу БТ $VT1$, который теперь выполняет функции эмиттерного повторителя. С его нагрузки (резистора $R3$) НЧ сигнал поступает на базу БТ $VT3$, работающего в выходном каскаде приемника. Нагрузкой выходного каскада служит динамическая головка $BA1$, включенная в коллекторную цепь транзистора через трансформатор $T1$. ПОС, повышающая чувствительность приемника до приемлемого уровня, охватывает каскад на БТ $VT2$, напряжение ПОС снимается с эмиттера и через цепь $C5R6L1L2C2$ вводится в его базу. Глубину связи регулируют переменным резистором $R6$: при перемещении его движка вниз (по схеме) чувствительность и селек-

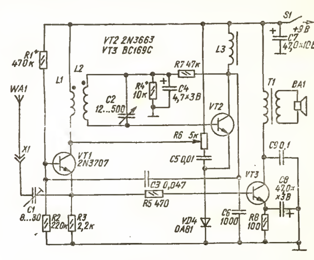


Рис. XII.16. Схема КВ приемника для диапазона волн 25...75 м.

тивность приемника возрастают, а полоса пропускания уменьшается, вверх — обратная картина.

Катушки $L1$ и $L2$ наматывают виток к витку на каркас диаметром 20 и длиной 25 мм, изготовленный из изоляционного материала, первая из них содержит пять витков провода ПЭЛ 0,3, вторая — 12 витков провода ПЭЛ 0,51. Обе катушки наматывают в одном направлении, причем катушка $L1$ размещается поверх катушки $L2$ со стороны вывода, отмеченного на схеме точкой. В качестве дросселя $L3$ можно использовать первичную обмотку выходного трансформатора от малогабаритного транзисторного приемника. Транзисторы $VT1$ и $VT2$ должны быть высокочастотными, с граничной частотой коэффициента передачи тока в схеме ОЭ не менее 450 МГц, БТ $VT2$ — с малыми входной и проходной емкостями, так как эти емкости уменьшают коэффициент перекрытия диапазона частот контуром $L2C2$ и его добротность, конденсатор $C2$ — с воздушным диэлектриком.

Вместо указанных на схеме в приемнике можно использовать БТ серий КТ372, КТ325 (с индексами Б, В), КТ368В ($VT1$ и $VT2$) и КТ315 ($VT3$). Диод ОА81 заменяется любым диодом серии Д9.

Налаживание приемника сводится к установке (подбором резистора $R4$) тока коллектора БТ $VT2$, равного 0,6 мА, и к подбору опти-

мальной связи с антенной изменением емкости конденсатора *C1* по максимальной громкости (при изменении связи следует производить подстройку приемника конденсатором *C2*).

3.5. Коротковолновый приемник на интегральных схемах серии К174 [18]

Приемник рассчитан на прием РВ станций в растянутом КВ диапазоне 31 м (9,5...9,8 МГц). Прием ведется на встроенную телескопическую антенну.

Основные технические характеристики: чувствительность 20 мкВ; избирательность по соседнему каналу 26 дБ при расстройке ± 9 кГц; максимальная выходная мощность 1 Вт; габаритные размеры 160 × × 70 × 27 мм, питание — от аккумуляторной батареи 7Д-0,1 напряжением 9 В; работоспособность сохраняется при снижении напряжения питания до 6 В.

Приемник (рис. XII.17) выполнен на двух ИМС серии К174: на ИМС К174ХА2 (*DA1*) собрана его ВЧ часть (УРЧ, двойной балансный смеситель с отдельным гетеродином, УПЧ, УПТ АРУ), на ИМС К174УН7 (*DA2*) — УЗЧ. Настройка на сигналы РВ станций электронная, с помощью варикапной матрицы *VD1*: двумя параллельно включенными варикапами перестраивается входной контур *L1C1C2C3*, третьим — гетеродинный контур *L3C4C6*. Напряжение смещения на варикапы снимается с движка переменного резистора *R5*, выполняющего функции органа настройки. Смеситель нагружен на резисторы *R9*, *R10* и ПКФ *Z1*, настроенный на ПЧ 465 кГц. Выделенный им сигнал ПЧ через катушку связи *L5* поступает на фильтр ПЧ *L6C19C20* и далее последовательно на вход УПЧ ИМС, фильтр *L7C17* и диодный детектор *VD6*. Продетектированный сигнал выделяется на переменном резисторе *R17*, выполняющем также функции регулятора громкости, и через резистор *R16* поступает на УПТ АРУ, а через конденсатор *C23* — на вход ИМС *DA2*. Усиленный ею сигнал ЗЧ через конденсатор *C32* подводится к динамической головке *BA1*. Напряжение питания ИМС *DA1* стабилизировано стабилитроном *VD4*. Варикапная матрица питается от преобразователя напряжения, выполненного на БТ *VT7*, *VT8* по схеме мультивибратора с индуктивной нагрузкой. Преобразователь повышает напряжение с 9 до 25 В, после чего оно выпрямляется мостом *VD5* и через стабилизатор *VD2*, *VD3* поступает на резистор настройки *R5*.

При конструировании в приемнике использованы постоянные резисторы МЛТ-0,125, переменный резистор СП3-36 (с выключателем питания), конденсаторы К52-1 (*C14*), К50-16 (*C24* и *C32* составлены: первый — из двух конденсаторов номиналом 100,0 × 10 В, второй — из трех конденсаторов такой же емкости, но с напряжением 6,3 В), типов КЛС и КТМ (остальные).

Вместо указанных на схеме в преобразователе напряжения можно применить транзисторы ГТ322А со статическим коэффициентом передачи тока не менее 40. Диодную сборку КЦ407А можно заменить выпрямителем на любых диодах с обратным напряжением не менее 40 В, ПКФ типа ФП1П-0,25 — любым другим на частоту 465 кГц. Катушка входного контура *L1* намотана на каркас диаметром 7,8 и длиной 18 мм, содержит 15 витков провода ПЭЛШО 0,3, длина намотки — 5 мм. На расстоянии 2,5 мм от нее на этом же каркасе размещена катушка *L2*, состоящая из четырех витков провода ПЭВ-1 0,1, намотанных виток к витку. Катушки контура гетеродина *L3* и *L4* намотаны на такой же каркас и на таком же расстоянии одна от другой, первая содержит 15 витков провода ПЭЛШО 0,3 с отводом от 7-го витка (считая от ниж-

Рис. XII.17. Схема КВ приемника на ИМС серии К174.

него по схеме вывода), вторая — три витка провода ПЭВ-1 0,1, намотанных виток к витку. Оба контура снабжены подстроечниками М600НН-2-СС 2,8 × 12. Катушки *L5—L7* фильтров ПЧ намотаны на четырехсекционные унифицированные каркасы от приемника «Селга-404», помещенные в трубчатые ферритовые сердечники, а затем в алюминиевые экраны. Катушка *L6* состоит из 115 витков провода ПЭВ-2 0,12, намотанных во всех четырех секциях, *L5* — из шести витков того же провода, намотанных поверх катушки *L6*, *L7*—из 100 витков этого же провода, намотанных внавал во всех четырех секциях. Для подгонки индуктивности использованы подстроечники М600НН-2-СС 2,8 × 12. Трансформатор преобразователя напряжения выполнен на кольцевом сердечнике типоразмера М1000НМ-А-К 10 × 6 × 4,5. Его первичная обмотка содержит 50 + 50 витков провода ПЭВ-2 0,1, вторичная — 200 витков провода ПЭВ-2 0,07. Частота преобразования 40...60 кГц. В приемнике применена динамическая головка зарубежного производства *WR344* (номинальная мощность— 1 Вт, полное сопротивление звуковой катушки на частоте 1 кГц — 8 Ом). Вместо нее можно использовать головку 0,25ГД-10, применяемую в переносных телевизорах «Электроника». Телескопическая антенна — от любого промышленного приемника. Вместо аккумуляторной батареи можно использовать батарею «Крона», однако в этом случае емкость конденсатора *C24* необходимо увеличить до 1000 мкФ.

При налаживании подбором резисторов *R14*, *R15* устанавливают потребляемый приемником ток в пределах 4...5 мА, а пределы изменения (2...22 В) напряжения смещения варикапов — подбором стабилитронов *VD2*, *VD3*. Резистор *R11* подбирают таким, чтобы при минимальном (около 6 В) напряжении питания ток через стабилитрон *VD4* был не менее 0,5 мА. Катушками *L6* и *L7* настраивают ФПЧ на середину полосы пропускания ПКФ — по максимуму шумов на выходе приемника.

4. Приемники сигналов с частотной модуляцией в диапазоне ультракоротких волн и декодеры стереосигналов

4.1. Приемник с фазовой автоматической подстройкой частоты [19]

Приемник рассчитан на прием программ РВ станций в диапазоне частот 65,8...73 МГц, его отличительными качествами являются работоспособность при низком напряжении питания (6 В) и повышенная термостабильность. Сигнал, принятый антенной *WA1* (рис. XII.18), поступает на входной контур *L1C1C2*, настроенный на СЧ УКВ диапазона, а с него через цепь *R2C3* — на смеситель, выполненный на диодах *VD2*, *VD3*, включенных встречно-параллельно. Гетеродин выполнен по схеме мультивибратора со стабилизацией напряжения генерации коллекторными переходами БТ *VT1* и *VT2*. Частота настройки гетеродинного контура *L2C8C9VD4* в два раза ниже частоты принимаемого сигнала, по диапазону гетеродин перестраивается КПЕ *C9*, автоподстройку обеспечивает варикапная матрица *VD4*, включенная параллельно контуру, на смеситель напряжение поступает через цепь *R5C6*. Резистор *R5* уменьшает возможность преобразования частоты смесителем на гармониках гетеродина, что существенно повышает стабильность схемы смеситель — гетеродин при перестройке по частоте в УКВ диапазоне.

С выходом смесителя сигнал через резистор *R6* поступает на УПТ (БТ *VT3*, *VT4*), начальное напряжение смещения на диодах смесителя соответствует смещению на входе УПТ и обеспечивается диодом *VD1*, резисторами *R2* и *R4*. Петля ФАПЧ образована резистором *R12*, через который напряжение с выхода УПТ подается на варикапную матрицу гетеродина. Нулевой потенциал на обоих анодах матрицы обеспечивается резистором *R8*. Устойчивость работы системы слежения за частотой при изменении уровня принимаемого сигнала обеспечивается лестничным фильтром, состоящим из элементов *R7*, *C7*, *R11*, *C11* и емкости коллектор — база БТ *VT3*. Помимо петли ФАПЧ сигнал слежения, являющийся модулирующим сигналом ЧМ радиостанции, через цепь предыскажений *R13C13* поступает на вход усили-

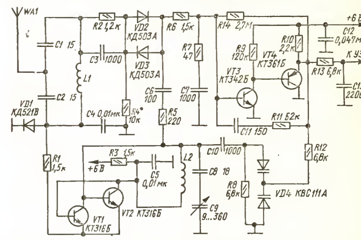


Рис. XII.18. Схема приемника УКВ диапазона с ФАПЧ и с повышенной термостабильностью.

теля ЗЧ. Все напряжения, определяющие балансировку УПТ, при изменении температуры изменяются пропорционально в одну сторону, так как термостабильность напряжения в точке соединения резисторов *R2* и *R4* определяется переходом кремниевого диода *VD1*, системы смеситель — гетеродин — переходами диодов *VD2*, *VD3* и транзисторов *VT1*, *VT2*, а входного напряжения УПТ — эмиттерным переходом БТ *VT3*. Дополнительная устойчивость обеспечивается цепью ООС в УПТ через *R14*; ООС ограничивает его коэффициент усиления по напряжению до 1000...2000.

Устройство смонтировано на планке диапазона ДВ приемника ВЭФ-201. При монтаже использованы резисторы типа МЛТ и конденсаторы — КТ (*C1*, *C2*, *C8*) и КМ (остальные), *C9* — секция блока КПЕ приемника ВЭФ-201.

Катушка *L1* намотана на корпус резистора МЛТ-1 сопротивлением более 100 кОм и содержит восемь витков провода ПЭЛШО 0,5, катушка *L2* — на каркас гетеродинного контура ДВ диапазона (на нижней, не секционированной его половине) и состоит из девяти витков провода ПЭЛШО 0,3.

Транзистор КТ361Б можно заменить на КТ3107 с любым буквенным индексом и статическим коэффициентом передачи тока $h_{21э}$ не ме-

нее 100, КТ342Б — на КТ3102 с $h_{21э}$ не менее 200, КТ316Б — на любые этой серии или КТ368. Вместо диодов КД503 можно использовать КД512А, КД514А, вместо КД521В — любой другой диод этой серии.

Налаживание начинают подбором резистора *R4* при отключенной антенне до получения на выходе УПТ постоянного напряжения 2,5...3 В, затем, подключив антенну и изменяя расстояние между витками катушки *L2*, устанавливают необходимый диапазон перестройки гетеродина. При чрезмерно сильном сигнале эффект «проскакивания» радиостанции, наблюдающийся из-за слишком большой полосы удержания ФАПЧ, устраняют уменьшением длины телескопической антенны. Потребляемый приемником ток не превышает 4,5 мА, работоспособность сохраняется при снижении напряжения питания до 4,5 В.

4.2. УКВ ЧМ приемники с фазовой автоматической подстройкой частоты [10]

В приведенных ниже простых приемниках прямого преобразования с ФАПЧ, реализуемой непосредственной синхронизацией частоты гетеродина принимаемым сигналом, используется радиоприемное устройство, показанное на рис. XII.19,— ПрЧ с совмещенным гетеродином, выполняющий одновременно функции СД. Входной контур *L1C2* настроен на частоту принимаемого сигнала, а контур гетеродина *L2C6* — на частоту, равную ее половине. Преобразование происходит на второй гармонике гетеродина, поэтому ПЧ лежит в звуковом диапазоне. Функции управления частотой гетеродина выполняет транзистор *VT1*, выходная проводимость которого, шунтирующая контур *L2C6*, зависит от коллекторного тока и от выходного сигнала приемника. Как гетеродин, БТ *VT1* включен по схеме ОБ, а как ПрЧ — по схеме ОЭ. Входной сигнал поступает на базу с широкополосного контура *L1C2*, настроенного на СЧ (70 МГц) принимаемого диапазона. Гетеродин перестраивается в диапазоне частот 32,9...36,5 МГц, и частота его второй гармоники находится в границах РВ УКВ диапазона 65,8... 73 МГц. С целью увеличения амплитуды второй гармоники гетеродина, от которой зависит эффективность работы приемника, емкость конденсатора ПОС *C7* выбрана в 2...3 раза большей, чем это требуется для генерации на основной частоте. Как СД, БТ *VT1* включен по схеме ОБ, он обеспечивает усиление сигнала ЗЧ (ПЧ), примерно равное отношению сопротивлений резисторов *R2*/*R3*; цепь *R2C3* блокирует гетеродин по радиочастоте и является нагрузкой СД. Постоянная времени этой цепи позволяет пропустить всю полосу частот, занимаемую комплексным стереосигналом (при приеме только монофонических передач емкость конденсатора *C3* увеличивают до получения 50 мкс, что является стандартным значением постоянной времени). Напряжение на выходе приемника 10...30 мВ достаточно, чтобы слушать радиопередачи на телефоны, подключенные вместо резистора *R2*, и мало зависит от уровня сигнала принимаемой станции. По чувствительности приемник не уступает сверхрегенеративному, но в отли-

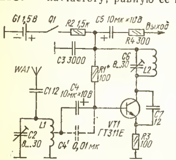


Рис. XII.19. Схема ПрЧ с совмещенным гетеродином — СД.

чие от него не «шумит» в отсутствие сигнала. При настройке гетеродина на частоту, вдвое меньшую частоты РВ станции, происходит «захват», сопровождаемый щелчком, после чего в полосе удержания приемник «следит» за частотой сигнала, выполняя его синхронное детектирование. Система ФАПЧ и развязка входного и гетеродинного контуров из-за большой разницы в частотах их настройки обусловили незначительное излучение в антенну и позволили отказаться от УРЧ.

При конструировании можно использовать и кремниевые транзисторы, например КТ315В. Катушки *L1*, *L2* — бескаркасные, внутренний диаметр 5 мм, шаг намотки 1 мм, содержат соответственно шесть (с отводом от середины) и 20 витков провода ПЭВ-2 0,56.

Карманный УКВ ЧМ приемник с громкоговорителем (рис. XII.20) — реализация изложенного выше принципа. Прием ведется на рамочную антенну *WA2*, настроенную конденсатором *C2* на сере-

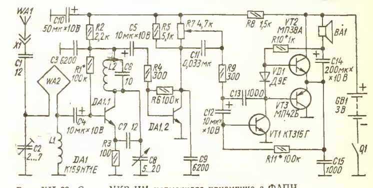


Рис. XII.20. Схема УКВ ЧМ карманного приемника с ФАПЧ.

дину РВ УКВ диапазона. Катушка *L1* служит для связи антенны с приемным устройством, собранным на одном из транзисторов микросборки *DA1*, и перестраиваемым по диапазону конденсатором *C8*. Предварительный УЗЧ выполнен на втором БТ микросборки, оконечный — на навесных транзисторах *VT1 — VT3*. Выходная мощность УЗЧ 50 мВт на нагрузке сопротивлением 8 Ом (динамическая головка 0,25ГД-10) при питании от двух элементов А332 (3 В). При слабых сигналах рекомендуется использовать внешнюю антенну *WA1*, подключаемую через разъем *X1*.

Конструируют приемник в пластмассовом корпусе, рамочную антенну (один виток изолированного сбмоточного провода диаметром 0,3...0,5 мм) укладывают по его периметру и приклеивают; ориентировочные размеры рамки 100 × 65 мм. Катушка связи *L1* — бескаркасная, с внутренним диаметром 5 мм и шагом намотки 1 мм, содержит 2...4 витка провода ПЭВ-2 0,56, катушка *L2* может быть либо такая же, как в схеме рис. XII.19, либо намотать ее следует виток к витку на унифицированный каркас от КВ катушки переносного радиоприемника, например марки «Океан», с ферритовым подстроечником, что полезно для избежания микрофонного эффекта от головки *BA1*. В этом случае катушка содержит девять витков провода ПЭВ-2 0,27. Конденсатором настройки может служить подстроечный конденсатор с воздушным диэлектриком.

Налаживание начинают с проверки режимов транзисторов *VT2*, *VT3*: на их эмиттерах должна быть половина напряжения питания,

которое устаиавливают подбором резистора *R11*. Далее, замкнув накоротко контур гетеродина, подав на эмиттер транзистора *DA1.1* сигнал ЗЧ в несколько милливольт, убеждаются в его прохождении через тракт приемника. Режим гетеродина регулируют подбором резистора *R1*, уровень второй гармоники—конденсатором *C7*; границы диапазона устанавливают изменением индуктивности катушки *L2*.

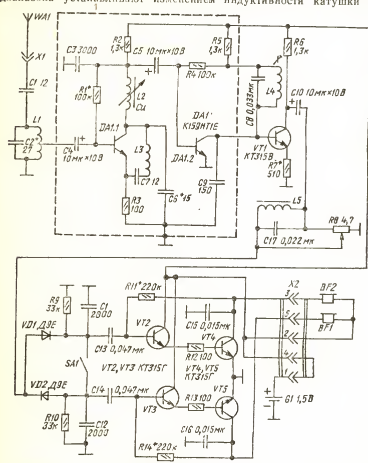


Рис. XII.21. Схема простого стереофонического УКВ ЧМ приемника с ФАПЧ.

Входной контур настраивают конденсатором *C2*, ориентируясь на максимальную полосу удержания сигналов принимаемых радиостанций.

Простой стереофонический УКВ ЧМ приемник (рис. XII.21) — реализация принципа, изложенного при описании схемы рис. XII.19. Для получения максимальной чувствительности в цепь ПОС каскада на транзисторе *DA1.1* включен последовательный колебательный контур *L3C7*, настроенный на середину УКВ диапазона. Перестраивают

приемник вариометром $L2$, постоянная времени цепи $R2C3$ позволяет пропустить полосу частот, занимаемую комплексным стереосигналом со спадом на частоте 46,25 кГц не более —3 дБ. На БТ *DA1.2* собран усилитель-восстановитель поднесущей частоты 31,25 кГц, нагруженный настроенным на эту частоту контуром *L4C8*, последовательно включенным с резистором *R5*. Резонансное сопротивление такое, что при полном включении контура обеспечивается уровень восстановления сигнала поднесущей частоты 14...17 дБ. Буферный каскад на БТ *VT1* связан с предыдущим непосредственно, имеет коэффициент передачи по напряжению около двух, высокое входное сопротивление

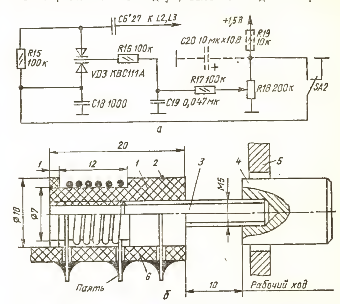


Рис. XII.22. Способы настройки на частоту принимаемой станции приемника, изображенного на рис. XII.21:
а — схема электронной настройки варикапами; *б* — конструкция вариометра.

и не шунтирует цепь восстановления поднесущей. С коллектора БТ *VT3* полярно-модулированные колебания через регулятор громкости *R8* поступают на полярный детектор, выполненный на диодах *VD1*, *VD2*. Элементы *L5* и *C17* служат для тонкомпенсации соответственно на низших и высших ЗЧ. Полярный детектор нагружен цепями *R9C11* и *R10C12*, компенсирующими предыскажения исходных стереосигналов. При приеме монофонических передач полярный детектор замыкают накоротко переключателем *SA1*. Стереофонический УЗЧ собран на БТ *VT2—VT5*, выходной каскад работает в режиме А, выходная мощность УЗЧ 1...2 мВт на нагрузке сопротивлением 8 Ом, потребляемый ток — 7...8 мА, возможно подключение стереотелефонов сопротивлением 8...100 Ом вместо динамических головок *BF1*, *BF2*. В приемник вместо вариометра *L2* можно ввести электронную настройку (рис. XII.22,*а*), в этом случае его настраивают переменным резистором *R18*, с движка которого напряжение поступает на варикап *VD3*, резистор подключают непосредственно к источнику питания приемника.

При напряжении 1,5 В перекрывается примерно половина диапазона, вторую можно перекрыть, подав на варикап прямое смещение в левом (по схеме) положении переключателя *SA2*.

Катушка вариометра *L2* (см. рис. XII.21) содержит 16 витков провода ПЭВ-2 0,56, намотанных на каркас вариометра диаметром 7 и длиной 20 мм (конструкция вариометра показана на рис. XII.22,*б*), катушки *L1* и *L3* (бескаркасные, внутренний диаметр 5, шаг намотки 1 мм) — соответственно шесть (с отводом от середины) и 10 витков того же провода, катушка *L4* контура восстановления поднесущей (155 витков) намотана проводом ПЭВ-2 0,2 на подвижной каркас, размещенный на отрезке ферритового (М400НН) стержня диаметром 8 и длиной 20 мм, обмотка дросселя *L5* — 500 витков провода ПЭВ-2 0,1, магнитопровод — пермаллоевый из пластин Ш3 × 6. Конденсатор *C8* — КМ-5 с номинальным напряжением 50 В, при выборе кон-

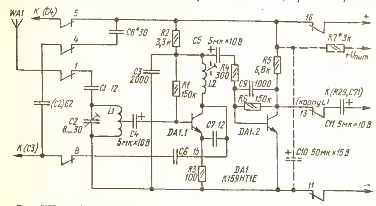


Рис. XII.23. Схема УКВ ЧМ приставки с ФАПЧ к приемнику ВЭФ-202.

денсатора *C3* следует учесть, что он должен обладать малой индуктивностью и малыми потерями в диапазоне принимаемых частот. Выключатель питания совмещен с разъемом *X2* (розетка ОНЦ-ВГ-4-5/16Р, вилка ОНЦ-ВГ-4-5/16В), его функции выполняет перемычка, соединяющая контакты *1* и *4*. Для устранения влияния рук на частоту гетеродина каскады на микросборке *DA1* помещены в экран. В качестве антенны можно применить отрезок стальной проволоки длиной 20...30 см и диаметром 1...1,5 мм, свободный конец ее следует согнуть, придав ему вид кольца.

Налаживание начинают с установки режима работы выходных каскадов подбором резисторов *R11*, *R14* до получения коллекторного тока покоя БТ *VT5*, *VT6* в пределах 5...8 мА. Далее проверяют АЧХ стереодекодера: замкнув накоротко катушку *L2*, подают на эмиттер БТ *DA1.1* сигнал ЗЧ напряжением несколько милливольт, выходной сигнал снимают с резистора *R8*, предварительно установив его движок в крайнее левое (по схеме) положение, а выключатель *SA1* — в положение, показанное на схеме. Спад АЧХ на частоте 46,25 кГц не должен превышать —3 дБ (при необходимости этого добиваются подбором конденсатора *C3*), а ее подъем на частоте 31,25 кГц при настроенном контуре *L4C8* должен быть не менее 14 дБ (пять раз). Можно настроить стереодекодер и по принимаемому сигналу: параллельно контактам выключателя *SA1* подсоединяют высокоомный милливольтметр и перемещением катушки *L4* по ферритовому стержню настраивают контур

восстановления поднесущей по максимуму постоянной составляющей на выходе полярного детектора. При настроенном контуре напряжение должно составлять 0,25...0,3 В, а при расстроенном или замкнутом накоротко — 0,05 В; если необходимо, подбирают резистор *R7*, добиваясь максимального динамического диапазона каскада на БТ *VT2*.

УКВ ЧМ приставка к промышленному транзисторному приемнику ВЭФ-202 (рис. XII.23) монтируется в барабанном переключателе на планке диапазона 52...75 м приемника. Для перестройки по диапазону используют одну из секций КПЕ *C3* (на рисунке в скобках указаны позиционные обозначения деталей приемника по заводской схеме), прием ведется на телескопическую антенну. Сигнал с выхода приставки подают на вход УЗЧ через корпус барабанного переключателя: к выходу приставки припаивают гибкий провод (второй конец которого, согнутый в виде кольца, подсоединяют к корпусу переключателя), затем подают в точку соединения резистора *R29* и конденсатора *C71* приемника.

Катушки *L1* (пять витков с отводом от второго) и *L2* (девять витков) наматывают виток к витку проводом ПЭВ-2 0,31 на каркасы от катушек диапазона 52—75 м. При изготовлении приставки в виде автономного блока к любому другому приемнику питание следует подавать через развязывающий фильтр *R7C10*. Напряжение питания приставки должно составлять 3,5...4,5 В.

4.3. Стереодекодер без восстановления поднесущей [23]

В этом стереодекодере отсутствует каскад восстановления спектра полярно-модулированных колебаний (ПМК) и применен ФАПЧ в формирователе коммутирующих импульсов, что повышает качество приема стереопередач по сравнению с традиционными методами. Для этого тональная составляющая комплексного стереосигнала преобразуется с помощью пропорционально дифференцирующего фильтра, а после синхронного детектирования спектр исходных сигналов восстанавливается с помощью пропорционально интегрирующих фильтров, включенных на выходе стереодекодера. Для формирования коммутирующих импульсов при СД система ФАПЧ обеспечивает точное равенство частот коммутации и поднесущей, что гарантирует высокое переходное затухание между каналами и малые нелинейные искажения на выходе стереодекодера.

Основные технические характеристики: входное напряжение 20... ...100 мВ; входное сопротивление 30 кОм; коэффициент передачи в режимах «Стерео» и «Моно» равен единице; переходное затухание между каналами 40 дБ в диапазоне частот 1...10 кГц; ток, потребляемый от источника напряжения 12 В,— 20 мА, 5 В — 60 мА.

Структурная схема устройства показана на рис. XII.24,*а*. Комплексный стереосигнал, поступающий с выхода ЧМ детектора, преобразуется пропорционально дифференцирующим фильтром *ZD1* и детектируется СД *UR1*, *UR2*. Сигналы левого (*A*) и правого (*B*) каналов снимаются с выходов пропорционально интегрирующих фильтров *ZI1* и *ZI2*. Необходимые для СД коммутирующие импульсы вырабатываются формирователем, состоящим из генератора с ФАПЧ *U1* и полосового фильтра *Z1*, выделяющего напряжение поднесущей, синхронизирующее генератор.

Принципиальная схема стереодекодера без блока формирования импульсов показана на рис. XII.24,*б*. Активный пропорционально дифференцирующий фильтр на ОУ *DA1* и элементах *R5*, *R3*, *C3* вместе с коррекцией увеличивает уровень сигнала на 14 дБ, чем компенси-

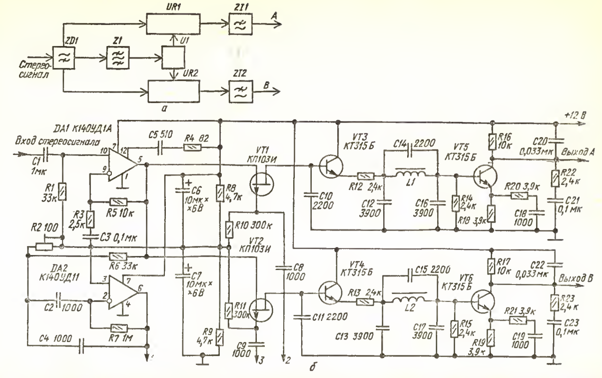


Рис. XII.24. Структурная (*а*) и принципиальная (*б*) схемы стереодекодера без восстановления поднесущей.

рует потери в пассивных фильтрах на выходах стереодекодера. Синхронное детектирование осуществляют ключи на ПТ *VT1* и *VT2*, которые управляются коммутирующими импульсами длительностью 3 мкс, поступающими с блока формирования и совпадающими по времени с максимумами и минимумами сигнала поднесущей. Уровни скорректированного сигнала, соответствующие в эти моменты сигналам левого и правого (*A* и *B*) каналов, «запоминаются» конденсаторами *C10* и *C11*. Сигнал левого канала через эмиттерный повторитель на БТ *VT3* поступает на ФНЧ *R12L1C12C14C16*, настроенный по максимальному подавлению поднесущей. Каскад на БТ *VT5* компенсирует затухание, вносимое ФНЧ, а цепь *R20C18* — уменьшение коэффициента передачи СД на ВЧ модуляции. Фильтр *R16R22C20C21*, включенный в коллекторную цепь БТ *VT5*, компенсирует НЧ потери в пропорционально диффеиренцирующем фильтре и ВЧ предыскажения в стереопередатчике. Спектр сигнала на его выходе соответствует спектру исходного стереосигнала левого канала. Аналогично корректируется сигнал правого канала. На ОУ *DA2* выполнен полосовой ARCФ с добротностью порядка 100, так как в спектре сигнала нижние модулирующие частоты надтональной составляющей отстоят от поднесущей всего на 31,5 Гц.

Работа системы ФАПЧ и устройства автоматического переключения декодера в режиме «Моно» (устройства автоматики) поясняется рис. XII.25,*а*. Сигнал поднесущей, выделенный ПФ, через амплитудный ограничитель *ZL1* поступает на ФД *UR1*, выходное напряжение которого с точностью до фазы управляет частотой генератора *G1*. В режиме синхронизации фазовый сдвиг между напряжениями на входах ФД *UR1* равен 90°. Если это соотношение по какой-либо причине нарушается, то изменение напряжения на выходе детектора приводит к изменению фазы сигнала генератора *G1* и к восстановлению исходных фазовых соотношений. Для работы устройства автоматики требуется синфазный с входным сигнал, поэтому частота генератора выбрана вчетверо выше поднесущей, т. е. 125 кГц. Делитель частоты *UZ1* формирует из него два квадратурных сигнала частотой 31,25 кГц. Колебания с фазовым сдвигом 90° относительно сигнала поднесущей, используемые в системе ФАПЧ, поступают на вход формирователя коротких импульсов *U1*, управляющих работой СД, и одновременно на вход ФД *UR1*. Синфазные с поднесущей колебания поступают на вход ФД *UR2*, в результате напряжение на его выходе становится близким к нулю, следовательно, недостаточным для срабатывания порогового элемента *SF1*. При срыве синхронизации системы ФАПЧ, что бывает при отсутствии поднесущей во входном сигнале или малом его уровне, пороговый элемент включает формирователь *U1* и индикатор стереоприема *HG1*.

Принципиальная схема узла ФАПЧ и устройства автоматики показана на рис. XII.25,*б*. Усилитель-ограничитель на БТ *VT1* и логических элементах *DD1.1* и *DD1.2* формирует парафазный сигнал для нормальной работы двухтактных фазовых детекторов. ФД системы ФАПЧ выполнен на элементах *DD1.3*, *DD1.4* и *DD2.4*, напряжение с его выхода через ФНЧ *R5C3* поступает на вход генератора, управляемого напряжением и выполненного по схеме мультивибратора на логических элементах *DD2.1*, *DD2.2*. Частота генерации 125 кГц задается элементами *R6*—*R9* и *C4*, конденсатор *C2* служит для облегчения запуска генератора, выключатель *SA1* — для перевода стереодекодера в режим «Моно» (это может потребоваться при приеме слабых сигналов, при появлении шумов на выходе устройства, так как переход в режим «Моно» существенно увеличивает отношение сигнал/шум). Частота генерации делится на четыре счетчиком на тригге-

рах *DD3.1* и *DD3.2*, с выходов которых снимаются четыре сигнала, сдвинутые по фазе на 0,90, 180 и 270°. Напряжения с фазами 90 и 270° подаются на детектор ФАПЧ (*DD1.3*, *DD1.4*, *DD2.4*), а с фазами 0 и 180° — на детектор устройства автоматики (*DD4.1—DD4.4*), с него

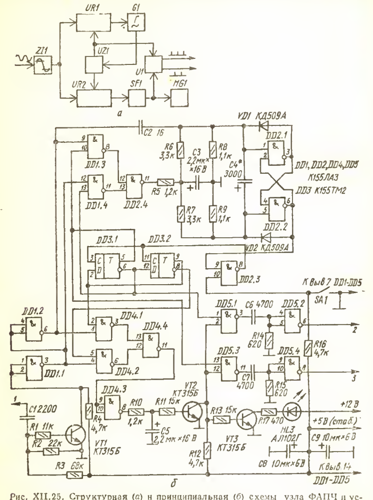


Рис. XII.25. Структурная (*а*) и принципиальная (*б*) схемы узла ФАПЧ и устройства автоматического переключения стереодекодера в режим «Моно».

через интегрирующую цепь *R10C5* — на пороговый элемент (БТ *VT2*) и далее на УПТ (БТ *VT3*). Светодиод *VD3* является индикатором стереосигнала. Пороговый элемент одновременно управляет прохождением импульсов с частотой следования 31,25 кГц через элементы *DD5.1* и *DD5.3* на формирователи коммутирующих импульсов *DD5.2* и *DD5.4*. Длительность сформированных импульсов определяется постоянной времени цепей *R14C6* и *R15C7* и равна 3 мкс, по времени

их появление совпадает с максимумами и минимумами сигнала поднесущей частоты на входе стереодекодера.

При конструировании следует учесть следующее:

а) резисторы *R3*, *R5* и конденсатор *C3* должны иметь допуск ± 2 % номинала для увеличения затухания на частотах ниже 1 кГц;

б) вход и выход ОУ *DA2* следует разделить плоским экраном, соединенным с общим проводом, резистор *R7* составить из двух последовательно соединенных резисторов сопротивлением по 510 кОм, расположив их по обе стороны экрана;

в) конденсаторы *C2* и *C4* должны иметь малый ТКЕ.

Вместо ОУ К140УД11 (*DA2*) можно использовать другой ОУ с коэффициентом усиления без ООС не менее 20 000, вместо БТ *VT5*, *VT6* — любой ОУ, способный работать при напряжениях питания ± 6 В, с соответствующими цепями коррекции, вместо указанных на схеме ПТ *VT1* и *VT2* — ПТ КП103А, КП103Б, КП103Е и КП103Ж с напряжением отсечки не более 3 В, вместо остальных транзисторов — любые маломощные кремниевые транзисторы структуры $n-p-n$, вместо ИМС, указанных на схеме ФАПЧ,— ИМС серии КР134 (К134) и К136, вместо указанных диодов *VD1* и *VD2* — любые импульсные кремниевые, например КД503, КД522. Катушки *L1* и *L2* намотаны на ферритовые (2000НМ) кольца типоразмера К16 × 10 × 4 и содержат по 125 витков провода ПЭЛ 0,2.

Налаживание проводят по отдельным узлам, начав с самого стереодекодера: на вход ОУ *DA1* подают синусоидальное напряжение 10 мВ частотой 31,25 кГц, подстроечным резистором *R2* настраивают ПФ поднесущей в резонанс, контролируя напряжение на выходе ОУ *DA2*. Затем, подав напряжение 0,3 В той же частоты на вход системы ФАПЧ, подбором конденсатора *C4* настраивают генератор на частоту 125 кГц, добиваясь минимума напряжения на конденсаторе *C5* ФНЧ ФД устройства автоматики: при правильной работе в момент подачи сигнала частотой 31,25 кГц должен загореться светодиод *HL3*, а на выходах *6* и *8* ИМС *DD5* должна появиться последовательность импульсов, сдвинутых между собой по фазе на 180°. Если на конденсаторе *C5* не удается получить напряжение, близкое к нулю, увеличивают емкость конденсатора *C2*; если же напряжение на *C5* все-таки остается близким к напряжению питания (5 В), то необходимо поменять местами проводники, подающие сигналы на выводы *2* и *5* ИМС *DD4*.

4.4. Стереодекодер с временны́м переключением каналов [4]

Такой стереодекодер обладает идентичными АЧХ и ФЧХ в рабочем диапазоне частот, хорошими линейными свойствами при высоком переходном затухании между каналами.

Основные технические характеристики: амплитуда входного напряжения поднесущей частоты, при которой происходит переключение в режим «Стерео», 20...30 мВ; коэффициент передачи равен двум; коэффициент гармоник не более 0,1 % при выходном напряжении 1 В; подавление напряжения поднесущей частоты 25 дБ; переходное затухание между каналами не менее 34 дБ при коэффициенте модуляции 0,8.

Стереодекодер (рис. XII.26) содержит восстановитель уровня сигнала поднесущей частоты, коммутатор, формирователь коммутирующих импульсов, два активных фильтра НЧ и устройство индикации. Каскад восстановления выполнен на ОУ *DA1* с цепью ООС в виде колебательного контура *L1C4C5*, с его выхода сигнал поднесущей, промодулированный разностным сигналом каналов *A* и *B*, через цепь

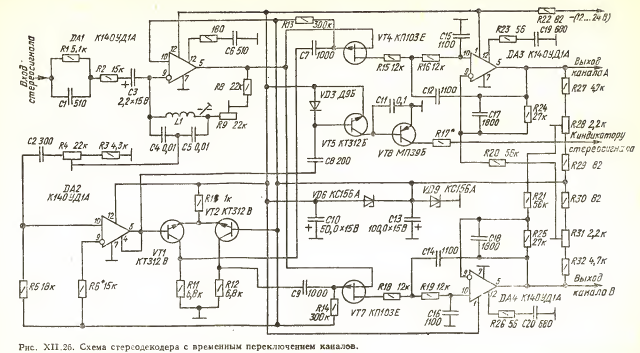


Рис. XII.26. Схема стереодекодера с временным переключением каналов.

R4C2R5 поступает на вход формирователя — ОУ *DA2* и ДУ на БТ *VT1*, *VT2*. Операционный усилитель *DA2* работает как триггер Шмитта с порогом срабатывания 20 мВ, так как он охвачен ПОС по второму каскаду: соединены его выводы *4* и *5*. Преобразованное синусоидальное напряжение в виде прямоугольных импульсов с частотой следования 31,25 кГц поступает на ДУ, а с его выхода через разделительные конденсаторы *C7* и *C9* — на затворы ПТ *VT4* и *VT7*, выполняющих функции коммутаторов. Работая в ключевом режиме, эти транзисторы распределяют поступающий на их истоки стереосигнал по двум каналам: *A* и *B*. В открытом состоянии ПТ представляют собой элементы с практически активным сопротивлением, что обеспечивает выделение огибающих комплексного стереосигнала с малыми нелинейными искажениями. При приеме монофонических программ напряжение поднесущей частоты на контуре восстановления *L1C4C5* отсутствует, оба ПТ открыты и стереодекодер автоматически переходит в режим «Моно», причем моносигнал поступает одновременно в оба канала. Коммутаторы нагружены на ARCФ НЧ, выполненные на ОУ *DA3* и *DA4*, которые включены по схеме компенсатора переходных помех [27]. Фильтры обеспечивают высокое подавление поднесущей на выходе, коррекцию предыскажений сигнала и большое затухание между каналами. Элементы компенсации выбраны так, что при приеме монофонических сигналов сопротивления цепей, подключенных к неинвертирующим входам ОУ, примерно вдвое меньше, чем цепей, подключенных к инвертирующим входам. В результате синфазные сигналы, снимаемые с движков резисторов *R28* и *R31*, не оказывают влияния на выходной сигнал. При приеме стереосигналов среднее значение сопротивления цепей неинвертирующих входов ОУ *DA3* и *DA4* увеличивается (транзисторы *VT4* и *VT7* работают в ключевом режиме) и становится соизмеримым с сопротивлениями резисторов *R20* и *R21*, что обеспечивает лучшее подавление синфазных помех. Устройство индикации стереосигнала выполнено на БТ *VT5*, *VT8* и диоде *VD3*. Индикатор (светодиод или лампа накаливания) включается между резистором *R17* и минусовым проводом источника питания, сопротивление резистора выбирают по оптимальной яркости свечения индикатора.

Кроме указанных на схеме в стереодекодере можно использовать транзисторы КТ315 с индексами А, Б, В, Г (*VT1*, *VT2*, *VT5*) и ПТ КП103Ж, КП103И (*VT4*, *VT7*). При напряжении питания более 15 В БТ МП39Б (*VT8*) следует заменить БТ МП40А. Конденсаторы *C4* и *C5* должны быть с малым ТКЕ и отклонением от номинала не более ± 20 %, а элементы ARCФ *R15*, *R16*, *R18*, *R19*, *C12*, *C14*—*C16* — с отклонением от номинальных значений не более ± 5 %. Остальные элементы могут быть любыми по допускам. Катушка *L1* содержит 660 витков провода ПЭЛ 0,07, намотанных на унифицированный трехсекционный каркас с подстроечником М600НН-3-СС 2,8 × 10. Проводники входных цепей ИМС *DA2* должны быть минимальной длины.

Налаживание начинают с настройки восстановителя поднесущей. На вход подают сигнал частотой 31,25 кГц, напряжением 0,1...0,2 В, настраивают контур *L1C4C5*, подключив осциллограф к выводу *5* ИМС *DA1*, по максимуму выходного сигнала. Далее на вход подают напряжение 0,1...0,2 В частотой 1000 Гц, измеряют напряжение на выходе ОУ *DA1* и, не изменяя уровня входного сигнала, увеличивают его частоту до 31,2 кГц, после чего подстроечным резистором *R4* добиваются возрастания выходного напряжения ОУ на 14 дБ. Проверку формирователя коммутирующих импульсов проводят осциллографом: убеждаются в наличии импульсов на коллекторах БТ *VT1* и *VT2* и полупериодов синусоидального напряжения поднесущей на стоках ПТ *VT4* и *VT7*; управляющие импульсы должны быть противоположны

по фазе, иметь прямоугольную форму, амплитуду не менее 8 В и одинаковую длительность (если последнее не выполняется, необходимо подобрать резистор *R6*, значение сопротивления которого не должно, однако, превышать 18 кОм (*R5*), иначе ОУ *DA2* может самовозбудиться). При отключении стереогенератора или уменьшении входного сигнала до 10 мВ напряжение на коллекторах БТ *VT1* и *VT2* должно составлять около 6,5 В. После этих проверок на вход стереодекодера подают комплексный стереосигнал и убеждаются в наличии сигналов *A* и *B* на выводах *5* ИМС *DA3* и *DA4*. Необходимый уровень выходных сигналов устанавливают подстроечным резистором *R9*. Компенсатор переходных помех настраивают подстроечными резисторами *R28* и *R31* при подключении стереодекодера к радиоприемнику, так как переходное затухание между каналами зависит от параметров конкретного радиоприемного тракта. При срабатывании формирователя коммутирующих импульсов от различных помех соединяют с общим проводом левую (по схеме) обкладку конденсатора *C1* (если помехи высокочастотные) либо несколько уменьшают емкость конденсатора *C2* (если помехи импульсного характера).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

К гл. I

1. *Клеи* и их применение в электротехнике / Л. М. Притыкин, М. Г. Драновский, Х. Р. Паркшеян.— М. : Энергоатомиздат, 1983.— 135 с.
2. *Преображенский А. А.* Магнитные материалы и элементы.— 2-е изд., перераб. и доп.— М. : Высш. школа, 1976.— 335 с.
3. *Электрорадиоматериалы* / Под ред. Б. М. Тареева.— М. : Высш. шк., 1978.— 336 с.
4. *Электротехнические* материалы: Справочник / В. Б. Березин, Н. С. Прохоров, Г. А. Рыков, А. М. Хайкин.— 3-е изд., доп. и перераб.— М. : Энергоатомиздат, 1983.— 504 с.

К гл. II

1. *Горячева Г. А., Добромыслов Е. Р.* Конденсаторы: Справочник.— М. : Радио и связь, 1984.— 89 с.— (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1079).
2. *Игловский И. Г., Владимиров Г. В.* Справочник по слаботочным электрическим реле.— 2-е изд., перераб. и доп.— Л. : Энергоатомиздат, Ленинград. отд-ние, 1984.— 584 с.
3. *Почепа А. М.* Проверка исправности электрорадиодеталей в домашних условиях.— 2-е изд., испр. и доп.— Одесса : Маяк, 1975.— 223 с.
4. *Резисторы:* Справочник / Под ред. И. И. Четверткова.— М. : Энергоиздат, 1981.— 352 с.
5. *Справочник* по электрическим конденсаторам / Под ред. И. И. Четверткова, В. Ф. Смирнова.— М. : Радио и связь, 1983.— 576 с.

К гл. III

1. *Баев Е. Ф., Фоменко А. А., Цимбалюк В. С.* Индуктивные элементы с ферромагнитными сердечниками.— М. : Сов. радио, 1976.— 319 с.
2. *Малогабаритные* трансформаторы и дроссели: Справочник / И. Н. Сидоров, В. В. Мукосеев, А. А. Христинин.— М. : Радио и связь, 1985.— 414 с.
3. *Радиодетали,* радиокомпоненты и их расчет / Под ред. А. В. Коваля.— М. : Сов. радио, 1977.— 368 с.
4. *Справочник* по элементам радиоэлектронных устройств / Под ред. В. Н. Дулина, М. С. Жука.— М. : Энергия, 1978.— 576 с.

К гл. IV

1. *Бочаров Л. Н.* Полевые транзисторы.— М. : Радио и связь, 1984.— 80 с.
2. *Пасынков В. В., Чиркин Л. К., Шинков А. Д.* Полупроводниковые приборы.— М. : Высш. шк., 1981.— 431 с.
3. *Полупроводниковые* приборы: Диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы : Справочник / Под ред. Н. Н. Горюнова.— М. : Энергоиздат, 1982.— 744 с.
4. *Полупроводниковые* приборы : Транзисторы : Справочник / Под ред. Н. Н. Горюнова.— М. : Энергоатомиздат, 1985.— 904 с.
5. *Транзисторы* для аппаратуры широкого применения: Справочник / Под ред. Б. Л. Перельмана.— М. : Радио и связь, 1981.— 656 с.

К гл. V

1. *Аналоговые* интегральные микросхемы : Справочник / Б. П. Кудряшов, Ю. В. Назаров, Б. В. Тарабрин, В. А. Ушибышев.— М. : Радио и связь, 1981.— 160 с.
2. *Аналоговые* интегральные микросхемы : Справочник / А. Л. Булычев, В. И. Галкин, В. А. Прохоренко.— Минск : Беларусь, 1985.— 223 с.
3. *Интегральные* микросхемы : Справочник / Под ред. Б. В. Тарабрина.— М. : Радио и связь, 1984.— 528 с.

4. *Микросхемы* и их применение : Справ. пособие / В. А. Батушев, В. Н. Вениаминов, В. Г. Ковалев и др.— 2-е изд., перераб. и доп. М. : Радио и связь, 1983.— 272 с.
5. *Нестеренко Б. К.* Интегральные операционные усилители : Справ. пособие по применению.— М. : Энергоиздат, 1982.— 128 с.

К гл. VI

1. *Бать С., Митюшова Л.* Защита транзисторных усилителей НЧ от перегрузок // Радио.— 1973.— № 9.— С. 50—51.
2. *Беспалов И., Пикерсгиль А.* И снова об ЭМОС // Радио.— 1985.— № 7.— С. 33—36.
3. *Беспалов И., Пикерсгиль А.* Качество звучания и характеристики УМЗЧ // Радио.— 1986.— № 1.— С. 56—57.
4. *Войшвилло А.* О способах включения нагрузки усилителя // Радио.— 1979.— № 11.— С. 36.
5. *Воскобойников М.* Цифровые микросхемы в устройствах НЧ // Радио.— 1981.— № 7.— С. 37.
6. *Гумеля Е.* Качество и схемотехника УМЗЧ // Радио.— 1985.— № 9.— С. 31—35.
7. *Дмитриев Н., Феоктистов Н.* Измеритель квазипикового уровня сигнала // Радио.— 1984.— № 3.— С. 41—44.
8. *Дмитриев Н., Феофилактов Н.* Схемотехника усилителя мощности // Радио.— 1985.— № 5.— С. 35—38; № 6.— С. 25—28.
9. *Зуев П.* О динамических искажениях в транзисторных усилителях // Радио.— 1978 — № 8.— С. 33—35.
10. *Зыков Н.* Многополосные регуляторы тембра // Радио.— 1978.— № 4.— С. 34—36; № 5.— С. 40—41.
11. *Касметлиев В.* Динамические искажения в усилителях мощности с дифференциальным входом // Радио.— 1981.— № 1.— С. 25.
12. *Касметлиев В.* Регулятор тембра // Радио.— 1982.— № 3.— С. 43.
13. *Лексины Валентин и Виктор.* Еще раз о регуляторах на полевых транзисторах // Радио.— 1981.— № 7.— С. 32—33.
14. *Лексины Валентин и Виктор.* Однополосный или многополосный? // Радио.— 1981.— № 4.— С. 35—38.
15. *Лексины Валентин и Виктор.* О заметности нелинейных искажений усилителя мощности // Радио.— 1984.— № 2.— С. 33—35.
16. *Лексины Валентин и Виктор.* Узлы сетевого магнитофона : Усилитель воспроизведения // Радио.— 1983.— № 8.— С. 36—38.
17. *Лексины Валентин и Виктор.* Узлы сетевого магнитофона : Усилитель записи // Радио.— 1983.— № 8.— С. 38—42.
18. *Лукьянов С.* О перегрузочной способности корректирующего усилителя // Радио.— 1985.— № 10.— С. 33—35.
19. *Майоров А.* Динамические искажения в транзисторных усилителях // Радио.— 1976.— № 4.— С. 41—42.
20. *Майоров А.* Еще раз о динамических искажениях в транзисторных усилителях // Радио.— 1977.— № 5.— С. 45—47.
21. *Мигулин И. Н., Чаповский М. З.* Усилительные устройства на транзисторах (проектирование).— 2-е изд., испр. и доп.— Киев : Техніка, 1974.— 428 с.
22. *Митрофанов Ю.* Экономический режим А в усилителе мощности // Радио.— 1986.— № 5.— С. 40—43.
23. *Певницкий С., Филин С.* Предварительные усилители на КР538УН3 // Радио.— 1984.— № 6.— С. 45—46.
24. *Петров К.* К157УЛ1 : Рекомендации по применению // Радио. — 1981.— № 7.— С. 43—44.
25. *Рачев Д.* Вопросы любительского высококачественного звуковоспроизведения / Пер. с болг.— Л. : Энергоиздат, Ленингр. отд-ние, 1981.— 184 с.
26. *Решетников О.* Снижение искажений в усилителях мощности // Радио.— 1979.— № 12.— С. 40—42.
27. *Салтыков О.* ЭМОС или отрицательное выходное сопротивление // Радио.— 1981.— № 1.— С. 40—44.
28. *Солнцев Ю.* Какой же $К_г$ допустим? // Радио.— 1985.— № 2.— С. 26—28.
29. *Сухов Н.* Как улучшить параметры магнитофона // Радио.— 1982.— № 3.— С. 38—42; № 4.— С. 42—45.
30. *Сырицо А.* Интегральные ОУ в усилителях мощности // Радио.— 1982.— № 11.— С. 41—44.
31. *Титце Э., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника : Справ. руководство.— М. : Мир, 1982.— 20 с.
32. *Филин С.* Снижение искажений в усилителях мощности на ИМС // Радио.— 1981.— № 12.— С. 40.
33. *Юрицын А.* Усилитель воспроизведения // Радио.— 1986.— № 6.— С. 46—47.
34. *Юхневич П.* Защитное устройство для усилителя НЧ // Радио.— 1981.— № 9.— С. 36.

К гл. VII

1. *Анисимов Н. В.* Транзисторные радиоприемники, радиолы, электрофоны, магнитофоны : Справочник.— Киев : Техніка, 1986.— 320 с.

2. *Борноволоков Э. П., Фролов В. В.* Радиолюбительские схемы.— Киев : Техніка, 1985.— 264 с.
3. *Бунин С. Г., Яйленко Л. П.* Справочник радиолюбителя-коротковолновика.— Киев : Техніка, 1984.— 264 с.
4. *Горошков Б. И.* Радиоэлектронные устройства: Справочник.— М. : Радио и связь, 1984.— (Массовая радиобиблиотека : Вып. 1076).
5. *Емельянов В., Потрохов Г.* Стереодекодер на основе ФАПЧ // Радио.— 1983.— № 7.— С. 53—55.
6. *Калихман С. Г., Девин Я. М.* Радиоприемники на полупроводниковых приборах : Теория и расчет.— М. : Связь, 1979.— 352 с.
7. *Поляков В.* Обратная связь в частотном детекторе // Радио.— 1981.— № 11.— С. 40—41.
8. *Поляков В.* Смеситель приемника прямого преобразования // Радио.— 1976.— № 12.— С. 18—19.
9. *Поляков В.* Стереодекодер // Радио.— 1979.— № 6.— С. 36—37.
10. *Поляков В.* УКВ приемник с ФАПЧ // Радио.— 1979— № 9.— С. 33—34.
11. *Поляков В.* Характеристики ЧМ детекторов с ФАПЧ // Радио.— 1978.— № 9.— С. 37—39; № 10.— С. 35—37.
12. *Поляков В.* ЧМ детектор на полевом транзисторе // Радио.— 1978.— № 6.— С. 35.
13. *Поляков В., Степанов Б.* Смеситель гетеродинного приемника // Радио.— 1983.— № 4.— С. 19—20.
14. *Пороннюк А.* Стереодекодер без восстановления поднесущей // Радио.— 1984.— № 7.— С. 22—24.
15. *Псурцев В.* «Открытие» амплитудного диодного детектора // Радио.— 1986.— № 1.— С. 32—36.
16. *Радиоприемные* устройства / Под ред. А. Г. Зюко.— М. : Связь, 1975.— 400 с.
17. *Справочник* по радиоэлектронным устройствам : В 2-х т. / Под ред. Д. П. Линде.— М. : Энергия, 1978 — Т. 1. 439 с.
18. *Справочник* радиолюбителя-конструктора.— М. : Радио и связь, 1983.— 560 с.— (Массовая радиобиблиотека : Вып. 1043).

К гл. VIII

1. *Алексеев В.* Расчет стабилизации напряжения с логическими элементами // Радио.— 1983.— № 12.— С. 36—37.
2. *Барабошкин Д.* Усовершенствованный экономичный блок питания // Радио.— 1985.— № 6.— С. 50—52.
3. *Вєтинцев Н.* Преобразователь напряжения с ШИ стабилизацией // Радио.— 1985 — № 10.— С. 27.
4. *Горбов А.* Преобразователь напряжения // Радио.— 1980.— № 2.— С. 44.
5. *Источники* электропитания радиоэлектронной аппаратуры : Справочник / Под ред. Г. С. Найвельта.— М. : Радио и связь, 1985.— 576 с.
6. *Каныгин С.* Защита стабилизатора напряжения // Радио.— 1985.— № 6.— С. 50—51.
7. *Каныгин С.* Стабилизатор напряжения с защитой от перегрузок // Радио.— 1980.— № 8.— С. 45—46.
8. *Крылов В.* Выбор схемы стабилизатора напряжения // Радио.— 1978.— № 4.— С. 42—44; № 5.— С. 34—36.
9. *Крылов В., Бызеев В.* Стабилизаторы напряжения на К142ЕН / Радио.— 1978.— № 10.— С. 31—33.
10. *Кузнецов Г.* Бестрансформаторный преобразователь напряжения // Радио.— 1982.— № 2.— С. 36.
11. *Мацкенков В., Миронов А.* Повышение КПД стабилизатора напряжения // Радио.— 1986 — № 2.— С. 30—32.
12. *Миронов А.* Простой ключевой стабилизатор напряжения // Радио.— 1985.— № 8.— С. 43—45.
13. *Миронов А.* Тепловая защита стабилизатора напряжения // Радио.— 1983.— № 10.— С. 32—34.
14. *Митрофанов А. В., Щеглов А. И.* Импульсные источники вторичного электропитания в бытовой аппаратуре.— М. : Радио и связь, 1985.— 72 с.
15. *Романов В. В., Хашев Ю. М.* Химические источники тока.— М. : Сов. радио, 1978.— 263 с.
16. *Ромаш Э. М.* Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры.— М. : Радио и связь, 1981.— 224 с.
17. *Селезнев В.* Стабилизатор напряжения на компараторе / Радио.— 1986.— № 3.— С. 46—47.
18. *Справочник* по радиоэлектронным устройствам : В 2-х т. / Под ред. Д. П. Линде.— М. : Энергия, 1978.— Т. 2. 328 с.
19. *Черный В.* Особенности запуска стабилизатора напряжения на ОУ // Радио.— 1980.— № 7.— С. 29.

К гл. IX

1. *ГОСТ 9010—84.* Головки громкоговорителей динамические. Общие технические условия
2. *ГОСТ 16122—84.* Громкоговорители. Методы электроакустических испытаний.
3. *ГОСТ 23262—83.* Системы акустические. Общие технические условия.

4. *ГОСТ 24307—80.* Изделия бытовой радиоэлектроники. Системы акустические и громкоговорители высокой верности воспроизведения.
5. *Алдошина И. А., Войшвилло А. Г.* Высококачественные акустические системы и излучатели.— М. : Радио и связь, 1985.— 168 с.
6. *Иофе В. К., Лизунков М. В.* Бытовые акустические системы — М. : Радио и связь, 1984.— 96 с.
7. *Иофе В. К., Корольков В. Г., Сапожков М. А.* Справочник по акустике.— М. : Связь, 1979.— 312 с.
8. *Терещук Р. М., Терещук К. М., Седов С. А.* Полупроводниковые приемно-усилительные устройства: Справочник.— Киев : Наук. думка, 1982.— 671 с.
9. *Техника* высококачественного звуковоспроизведения / Н. Е. Сухов, С. Д. Бать, В. В. Колосов, А. Г. Чупаков.— Киев : Техніка, 1985.— 160 с.

К гл. X

1. *ГОСТ 6495—84.* Микрофоны. Общие технические условия. ГОСТ 16123—84. Микрофоны. Методы электрических испытаний.
2. *ГОСТ 18631—83.* Устройства электропроигрывающие и головки звукоснимателей. Общие технические условия.
3. *ГОСТ 24838—81.* Аппаратура радиоэлектронная бытовая. Входные и выходные параметры.
4. *Аливердов В.* Фазирование головок громкоговорителя // Радио.— 1980.— № 5.— С. 58.
5. *Алдошина И.* Мощности акустических систем и громкоговорителей // Там же.— 1986.— № 3.— С. 39—10.
5. *Алдошина И. А., Войшвилло А. Г.* Высококачественные акустические системы и излучатели.— М. : Радио и связь, 1985.— 188 с.
6. *Аршинов А.* Измерительные пластинки // Радио.— 1984.— № 6.— С. 47—48.
7. *Бенхан В.* Улучшение звучания стереокомплекса // Радио.— 1984.— № 10.— С. 31.
8. *Бродецкий А.* Фильтр для громкоговорителя с двумя НЧ головками // Радио.— 1980.— № 5.— С. 38.
9. *Бурундуков В.* Головка звукоснимателя ЭДА // Радио.— 1986.— № 1.— С. 64.
10. *Буренко А.* Трехполосная акустическая система // Радио.— 1980.— № 5.— С. 32—33.
11. *Варлаков М., Жагирновский М., Шоров В.* Модернизация громкоговорителя 15АС-401 // Радио.— 1983.— № 9.— С. 44—45.
12. *Васюткин С., Лазарев Р., Шелапутин М., Шемшурин А.* Электропроигрыватель «Эпос-001-Стерео» // Радио.— 1985.— № 1.— С. 40—44.
13. *Влажное* проигрывание грампластинок // Радио.— 1983.— № 7.— С. 58.
14. *Голунчиков А.* Громкоговоритель для любительского радиокомплекса // Радиоежегодник-85 / Сост. А. В. Гороховский.— М. : ДОСААФ.— 1985.— С. 90—96.
15. *Голунчиков А.* Громкоговоритель с повышенным КПД // Радио.— 1983.— № 10.— С. 47—48.
16. *Голунчиков А.* Трехполосный громкоговоритель // Радио.— 1980.— № 3.— С. 43—45.
17. *Динамическая* головка для цветных телевизоров // Радио.— 1978.— № 10.— С. 58.
18. *Жагирновский М., Шоров В.* Улучшение громкоговорителя 6МАС-4 // Радио.— 1985.— № 8.— С. 29—30.
19. *Жбанов В.* О громкоговорителях со сдвоенными головками // Радио.— 1983.— № 2.— С. 53.
20. *Журенков А.* Сдвоенные динамические головки // Радио.— 1979.— № 5.— С. 48.
21. *Иванов Б. И.* Современные головки звукоснимателей // Радио.— 1981.— № 9.— С. 46—48.
22. *Индикатор* выхода на светодиодах // Радио.— 1980.— № 5.— С. 61.
22'. *Иофе В. К., Лизунков М. В.* Бытовые акустические системы.— М. : Радио и связь, 1984.— 94 с.
23. *Кауфман Р.* Расширение зоны стереоэффекта // Радио.— 1984.— № 3.— С. 61.
24. *Каляева А., Сумачев Ю.* Головка звукоснимателя ГЗМ-008 «Корвет» // Радио.— 1979.— № 8.— С. 60.
25. *Козявин А.* Указатель положения иглы звукоснимателя на пластинке // Радио.— 1984.— № 1.— С. 40.
26. *Корзинин М.* Пассивный излучатель в громкоговорителях 6АС-2 // Радио.— 1984.— № 2.— С. 41—42.
27. *Корнев П.* Защита громкоговорителей // Радио.— 1980.— № 5.— С. 28.
28. *Ласис Д.* 35АС-013 // Радио.— 1985.— № 3.— С. 31.
29. *Лукьянов Д.* Индикатор перегрузки громкоговорителя // Радио.— 1984.— № 7.— С. 27.
30. *Лупырев А., Мещеряков А., Торбаев С., Шоров В.* Еще раз об улучшении звучания 10МАС-1 // Радио.— 1980.— № 11.— С. 32.
31. *Макшаков С.* Усовершенствование громкоговорителя 20АС-2 // Радио.— 1981.— № 12.— С. 38—40.
32. *Макшаков С., Горев Ю.* Усовершенствование головок ЗГД-31-1300 // Радио.— 1982.— № 7.— С. 44.
33. *Маслов А.* Еще раз о переделке громкоговорителя 35АС-212 (S-90) // Радио.— 1985.— № 1.— С. 59.
34. *Милзарайс Я.* Головка звукоснимателя ГЗМ-005 // Радио.— 1982.— № 3.— С. 56.

35. *Мищенко В., Варянка В., Винницкий О.* Изодинамические стереотелефоны «Амфитон» ТДС-7 // Радио.— 1981.— № 7—8.— С. 56.
36. *Некрасов Н.* Улучшение звучания стереотелефонов // Радио.— 1984.— № 2.— С. 50.
37. *Папуш В., Снесарь В.* «Радиотехника-101-стерео» // Радио.— 1984.— № 9.— С. 29—32.
38. *Попов П., Шоров В.* Повышение качества звучания громкоговорителей // Радио.— 1983.— № 6.— С. 50—53.
39. *Степанов Г.* Настройка громкоговорителя-фазоинвертора // Радио.— 1980.— № 9.— С. 29.
40. *Сухов Н.* Как улучшить параметры магнитофона // Радио.— 1982.— № 5.— С. 34—38.
41. *Филиппов Ю., Осадцев А., Партыко А.* Дипостатическая акустическая система 35АСДС-017 // Радио.— 1986.— № 7.— С. 35—36.
42. *Чернявский В.* Улучшение качества звучания // Радио.— 1980.— № 7.— С. 42.
43. *Шоров В.* Двухполосное звуковоспроизведение // Радио.— 1984.— № 2.— С. 40.
44. *Шоров В.* Улучшение звучания громкоговорителя 25АС-309 // Радио.— 1985.— № 4.— С. 30—32.

К гл. XI

1. *Агеев А.* «Параллельный» усилитель в УМЗЧ // Радио.— 1985.— № 8.— С. 27.
2. *Березюк Н.* Усилитель воспроизведения на микросхеме К548УН1А // Радио.— 1984.— № 2.— С. 46.
3. *Берендюков Ю., Ковалгин Ю., Синицын А., Егоров А.* Квадрафония или система АВС? // Радио.— 1982.— № 9.— С. 44—48.
4. *Беспалов И., Пикерсгиль А.* И снова об ЭМОС // Радио.— 1985.— № 7.— С. 33—36.
5. *Бороеик И.* Еще раз о логарифмическом индикаторе // Радио.— 1983.— № 12.— С. 42—43.
6. *Венедиктов А., Зайцев О., Пантелеев В.* Простые декодеры АВС // Радио.— 1984.— № 12.— С. 54.
7. *Взвешивающий* фильтр // Радио.— 1980.— № 4.— С. 58.
8. *Галченков Л., Владимиров Ф.* Пятиполосный, активный... // Радио.— 1982.— № 7.— С. 39—42.
9. *Дудик В.* УВ с повышенной помехозащищенностью // Радио.— 1984.— № 7.— С. 46.
10. *Жбанов В.* Высоколинейный термостабильный усилитель НЧ // Радио.— 1983.— № 10.— С. 44—46.
11. *Желязков Ж., Ганев И.* Регулируемые тонкорректоры // Радио, телевизия, электроника (НРБ).— 1984.— № 12.— С. 18—20.
12. *Зуев П.* Усилитель с многопетлевой ООС // Радио.— 1984.— № 11.— С. 29—32.
13. *Козловский В.* Электронные коммутаторы в усилителях НЧ // Радио.— 1981.— № 5/6.— С. 42—43.
14. *Кузнецов Ю., Морозов М., Шитяков А.* Регулятор ширины стереобазы — рокот-фильтр // Радио.— 1985.— № 1.— С. 27—28.
15. *Куприянов В.* Усилитель мощности ЗЧ // Радио.— 1985.— № 1.— С. 26.
16. *Лексины Валентин и Виктор.* Динамический фильтр // Радио.— 1982.— № 8.— С. 40—43.
17. *Лексины Валентин и Виктор.* Компандерный шумоподавитель / Радио.— 1982.— № 5.— С. 38—41.
18. *Митрофанов Ю.* Экономичный режим А в усилителе мощности / Радио.— 1986.— № 5.— С. 40—43.
19. *Многополосный* корректирующий фильтр // Радио.— 1982.— № 4.— С. 61.
20. *Нечаев И.* Активный перестраиваемый фильтр // Радио.— 1985.— № 8.— С. 58.
21. *Нечаев И.* Активный режекторный фильтр с электронной перестройкой // Радио.— 1984.— № 1.— С. 41.
22. *Певницкий С., Филин С.* Предварительные усилители на КР538УН3 // Радио.— 1984.— № 6.— С. 45—46.
23. *Предусилители-корректоры* для магнитных звукоснимателей // Радиоежегодник-82 / Сост. А. В. Гороховский.— М.: ДОСААФ, 1984.— С. 41—54.
24. *Предусилитель-корректор* с инфразвуковым фильтром // Радио.— 1985.— № 10.— С. 59.
25. *Руднев А.* Динамический фильтр в приемнике // Радио.— 1984.— № 9.— С. 49.
26. *Солнцев Ю.* Высококачественный предварительный усилитель // Радио.— 1985.— № 4.— С. 32—35.
27. *Солнцев Ю.* Высококачественный усилитель мощности // Радио.— 1984.— № 5.— С. 29—34.
28. *Сырицо А.* Усилитель мощности на интегральных ОУ // Радио.— 1984.— № 8.— С. 35—37.
29. *Темброблок* на ОУ // Радио.— 1982.— № 10.— С. 58.
30. *Трехполосный* регулятор тембра // Радио.— 1985.— № 7.— С. 58.
31. *Усовершенствованный* регулятор тембра // Радио.— 1985.— № 1.— С. 61.
32. *Хоменюк В.* Предусилитель-корректор для «Веги-106-стерео» // Радио.— 1985.— № 2.— С. 29.
33. *Широкополосный* фазовращатель // Радио.— 1981.— № 5—6.— С. 72.
34. *Шумов Д.* Трехполосный регулятор тембра / Радио.— 1982.— № 11.— С. 44.

К гл. XII

1. *Абрамов А.* Синхронный детектор в супергетеродинном АМ приемника // Радио.— 1985.— № 6.— С. 42—44.
2. *Белов И. Ф., Дрызго Е. В., Суханов Ю. И.* Справочник по бытовой приемно-усилительной радиоаппаратуре.— М. : Радио и связь.— 1981.— 193 с.
3. *Богданов В.* Снижение шумов в паузах стереопередач // Радио.— 1985.— № 3.— С. 37.
4. *Болотников М.* Стереодекодер // Радио.— 1982.— № 12.— С. 41—42.
5. *Бродский Ю.* «Селга-309» — супергетеродин на одной микросхеме // Радио.— 1985.— № 1.— С. 43—45.
6. *Васильев В.* Приставка к радиоприемнику // Радио.— 1981.— № 9.— С. 39.
7. *Гадяцкий В.* Усилители ЗЧ для миниатюрных приемников // Радио.— 1985.— № 10.— С. 55.
8. *Гринман Г., Гитис И.* Блок ВЧ — ПЧ на К174ХА2 // Радио.— 1981.— № 11.— С. 41—42.
9. *Дроздецкий В.* Индикатор точной настройки ЧМ приемника // Радио.— 1983.— № 4.— С. 41—42.
10. *Захаров А.* УКВ приемники с ФАПЧ // Радио.— 1985.— № 12.— С. 28—30.
11. *Иванов Р., Торонов Г., Иванова Т.* Радиотракт магнитолы «Рига-120-В» // Радио.— 1984.— № 6.— С. 43.
12. *Коротковолновый* приемник // Радио.— 1982.— № 9.— С. 58.
13. *Мазуров С.* Миниатюрный радиоприемник на микросхеме К198НТ1Б // Радио.— 1983.— № 6.— С. 38.
14. *Майоров А.* Высококачественный АМ тюнер // Радио.— 1981.— № 2.— С. 38—40.
15. *Малык В.* Второй гетеродин в приемнике «Океан-206» // Радио.— 1981.— № 9.— С. 52.
16. *Малык В.* Диапазон 10 м — в «Меридиане-206» // Радио.— 1985.— № 2.— С. 53.
17. *Монин П.* 160 м — в «Спидоле-231» // Радио.— 1985.— № 1.— С. 56
18. *Назаров В.* КВ приемник на ИМС серии К174 // Радио.— 1981.— № 3.— С. 27—29.
19. *Погарцев И.* УКВ приемник с ФАПЧ // Радио.— 1986.— № 5.— С. 36.
20. *Поляков В.* Одноконтурный приемник прямого усиления // Радио.— 1984.— № 10.— С. 49—50.
21. *Поляков В.* Полуавтоматическая электронная настройка приемника // Радио.— 1981.— № 10.— С. 35—36.
22. *Поляков В.* Синхронный АМ приемник // Радио.— 1984.— № 8.— С. 31—34.
23. *Порохнюк А.* Стереодекодер без поднесущей // Радио.— 1984.— № 7.— С. 22—24.
24. *Приемник* коротковолновика-наблюдателя // Радио.— 1985.— № 11.— С. 60—61.
25. *Пятница И.* 2-V-1 на трех транзисторах // Радио.— 1984.— № 6.— С. 49—50.
26. *Степанов А.* Приемник прямого усиления с полевыми транзисторами // Радио.— 1983.— № 7.— С. 33—34
27. *Фишман В.* Компенсатор переходных помех // Радио.— 1976.— № 6.— С. 34.

